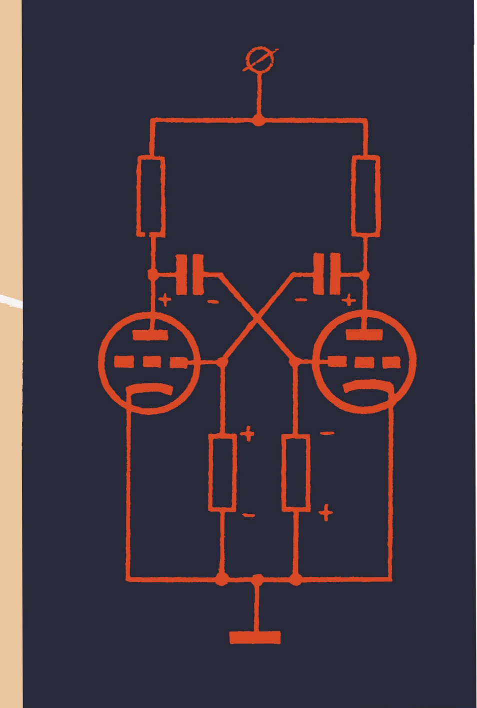




А. Я. ХЕСИН

ИМПУЛЬСНАЯ ТЕХНИКА



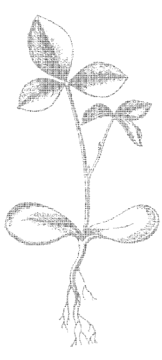
ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»

МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 575

А. Я. ХЕСИН

ИМПУЛЬСНАЯ ТЕХНИКА





ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»

МОСКВА 1965 ЛЕНИНГРАД

УДК 621.374.1
Х 40

Рассматриваются основные элементы и устройства импульсной техники. Описываются импульсные схемы на электронных лампах, газоразрядных приборах, полупроводниковых приборах и магнитных элементах.

Книга предназначена для радиолюбителей, знакомых с основами радиотехники.

ПРЕДИСЛОВИЕ

В книге рассматриваются основные вопросы одной из отраслей современной радиоэлектроники — импульсной техники.

Основное внимание уделено рассмотрению физических процессов, происходящих в элементах и схемах импульсных устройств. Для понимания изложенного материала не требуется знания высшей математики. Приводимые математические соотношения, расчетные формулы и числовые примеры помогают уяснить физическую сущность импульсных процессов и дают возможность рассчитать основные элементы импульсных схем. Для большинства схем и устройств указываются ориентировочные величины входящих в них деталей. Примеры применения импульсных схем приводятся в основном для телевизионной аппаратуры и устройств промышленной электроники. Наряду со схемами на электронных лампах рассматриваются импульсные схемы и устройства на полупроводниковых приборах и магнитных элементах, которые все шире применяются как в радиотехнических устройствах, так и в устройствах промышленной электроники.

В связи с ограниченным объемом книги в ней наиболее подробно рассматриваются только основные элементы импульсных устройств, знание которых поможет читателю изучить различную радиоэлектронную аппаратуру, работающую в импульсных режимах.

ВВЕДЕНИЕ

Импульсная техника изучает устройства для генерирования, преобразования, передачи и приема импульсных сигналов. Слово «импульс» по-латыни означает «толчок».

Импульсная техника использует электрические импульсы различной формы и длительности, которые представляют собой напряжение или ток, действующие в течение короткого промежутка времени и повторяющиеся через определенные интервалы времени.

Протекающие в импульсных устройствах процессы имеют прерывистый характер. В импульсном режиме мгновенная мощность, развиваемая устройством во время импульса, может достигать очень большой величины благодаря накоплению энергии в промежутках между импульсами. При этом средняя мощность невелика и не превышает допустимой мощности рассеяния приемно-усилительных радиоламп и полупроводниковых приборов.

Импульсные процессы и импульсные режимы работы используются почти во всех отраслях современной радиотехники. Радиолокация основана на излучении мощных кратковременных импульсов энергии, которые отражаются от объекта и принимаются приемником. При этом определяются направление и расстояние до объекта. В телевидении при помощи импульсов осуществляется синхронизация работы телевизоров с передающей станцией. В импульсной многоканальной радиосвязи одновременно передается несколько десятков или сотен телефонных разговоров. Импульсные устройства используются также в радионавигации для самолетовождения и кораблевождения, в радиоастрономии и во многих други» отраслях радиотехники.

На использовании импульсных процессов основана работа современных кибернетических устройств и быстродействующих электронных вычислительных машин, выполняющих сотни тысяч операций в секунду.

Импульсная техника нашла широкое применение не только в радиотехнических устройствах. На основе импульсной техники осуществляются комплексная автоматизация и механизация производственных процессов. Системы электропривода с импульсным регулированием скорости электродвигателей широко применяются в металлургии и на транспорте. Импульсные методы используются в системах автоматического управления и контроля, при подсчете,

Для неискаженной передачи формы импульса через линейную электрическую цепь нужно пропустить весь его спектр частот без изменения амплитудных и фазовых соотношений составляющих спектра. Практически всякая реальная цепь имеет ограниченную полосу пропускания и поэтому искажает импульс.

Расширение полосы пропускания линейных цепей часто затруднительно. Так, для расширения полосы пропускания импульсного усилителя приходится снижать усиление или усложнять схему путем введения дополнительных корректирующих элементов. Поэтому практически важно установить, при какой ширине полосы пропускания линейной цепи искажения формы импульса вследствие недостаточного усиления высокочастотных составляющих спектра будут небольшими.

Импульс проходит через линейную цепь с малыми искажениями, если активная ширина его спектра $F_{акт}$ не превосходит полосы пропускания линейной цепи.

Полоса пропускания устройств, предназначенных для неискаженного прохождения прямоугольных импульсов, должна быть порядка $2/t_и$. Чем меньше длительность импульса $t_и$, тем большая требуется полоса пропускания для его неискаженного прохождения. Например, для практически неискаженного прохождения прямоугольного импульса длительностью $t_и = 10$ *мксек* требуется полоса пропускания

$$\Delta f = \frac{2}{t_и} = \frac{2}{10 \cdot 10^{-6}} = $$
$$= 2 \cdot 10^5 \text{ гц} = 0{,}2 \text{ Мгц},$$

а для импульса длительностью $t_и = 10$ *нсек* требуется полоса

$$\Delta f = \frac{2}{t_и} = \frac{2}{10 \cdot 10^{-9}} = $$
$$= 2 \cdot 10^8 \text{ гц} = 200 \text{ Мгц}.$$

Импульсы трапецеидальной, колоколообразной, экспоненциальной или треугольной формы имеют более узкий спектр, чем прямоугольные импульсы. Для них также справедлива обратная зависимость между активной шириной спектра и длительностью импульса. Кроме того, активная ширина спектра импульса зависит от длительности его фронта. Чем меньше длительность фронта импульса, тем больше активная ширина его спектра. Самая большая активная ширина спектра у прямоугольного импульса (при $t_ф = 0$). Для колоколообразного, треугольного, экспоненциального и трапецеидального импульсов с длительными фронтами активная ширина спектра импульса почти не зависит от длительности его фронта.

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ИМПУЛЬСЫ И ИХ ХАРАКТЕРИСТИКИ

1. ПАРАМЕТРЫ ИМПУЛЬСНОГО ПРОЦЕССА

Особенность импульсного процесса — его прерывистая структура. Кратковременные импульсы напряжения или тока разделены обычно более длительными паузами (интервалами).

Для импульсной техники большое значение имеют переходные процессы в цепях, содержащих емкость или индуктивность. Переходными называются такие электрические процессы, при которых происходит изменение общего запаса энергии в цепи.

Если, например, к цепи, состоящей из последовательно соединенных сопротивления и конденсатора, приложить некоторое напряжение, то напряжение на конденсаторе достигнет этого значения не мгновенно, а через некоторое время. Постепенное нарастание напряжения на конденсаторе и составляет переходный процесс, значительно отличающийся от установившегося режима, когда напряжение на конденсаторе остается постоянным.

В любой реальной электрической цепи содержатся емкости и индуктивности. Энергия, которая запасена в них в виде электрического или магнитного поля, не может меняться скачком. Поэтому при изменении приложенного к цепи напряжения или протекающего через нее тока или изменении какого-либо параметра цепи (например, сопротивления одного из ее участков) в цепи возникает переходный процесс. В импульсной технике используются импульсы, длительность которых сравнима с длительностью вызванных ими переходных процессов. Длительность паузы между импульсами обычно много больше длительности импульса, поэтому к приходу следующего импульса в цепи заканчиваются переходные процессы, вызванные предыдущим импульсом.

В импульсной технике различают два вида импульсов: видеоимпульсы и радиоимпульсы.

Видеоимпульсы представляют собой кратковременное возрастание напряжения или тока от нуля до максимума, а затем — спадание от максимума снова до нуля.

Используемые в импульсной технике видеоимпульсы имеют различную сложную форму. Поэтому удобно идеализировать реаль-

ные импульсы, считая их совпадающими по форме с простыми геометрическими фигурами. Различают следующие основные формы импульсов (рис. 1): прямоугольные, трапецеидальные (трапециевидные), треугольные, пилообразные, экспоненциальные, колоколообразные, ступенчатые и др.

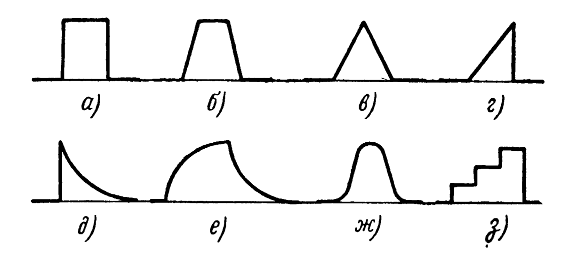


Рис. 1. Видеоимпульсы различной формы.
а — прямоугольный; *б* — трапецеидальный; *в* — треугольный; *г* — пилообразный; *д* — экспоненциально-падающий; *е* — с экспоненциальным фронтом и срезом; *ж* — колоколообразный; *з* — ступенчатый.

Радиоимпульсы — это кратковременные пакеты высокочастотных колебаний. Радиоимпульсы состоят из нескольких периодов высокочастотных колебаний тока или напряжения (рис. 2) и получаются путем модуляции по амплитуде видеоимпульсами синусоидальных колебаний генераторов несущей частоты. Радиоимпульсы

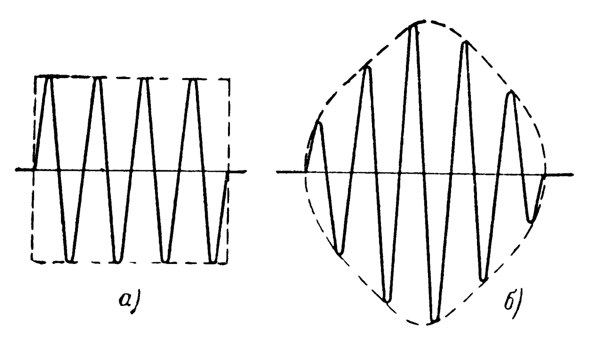


Рис. 2. Радиоимпульсы.
а — прямоугольной формы; *б* — колоколообразной формы.

используются в тех случаях, когда передача импульсных сигналов осуществляется по радио.

В импульсной технике рассматриваются в основном видеоимпульсы, которые в дальнейшем для сокращения будут называться просто импульсами.

2. ХАРАКТЕРИСТИКИ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

Основной характеристикой импульсного сигнала служит форма импульса, определяемая как зависимость от времени мгновенных значений напряжения или тока.

Рассмотрим характерную форму реального импульса (рис. 3).

Вначале происходит быстрое нарастание напряжения до амплитудного значения U_m. Затем напряжение сравнительно медленно уменьшается в течение некоторого промежутка времени, после чего происходит быстрое спадание напряжения. Различная скорость изменения напряжения в отдельные интервалы времени позволяет

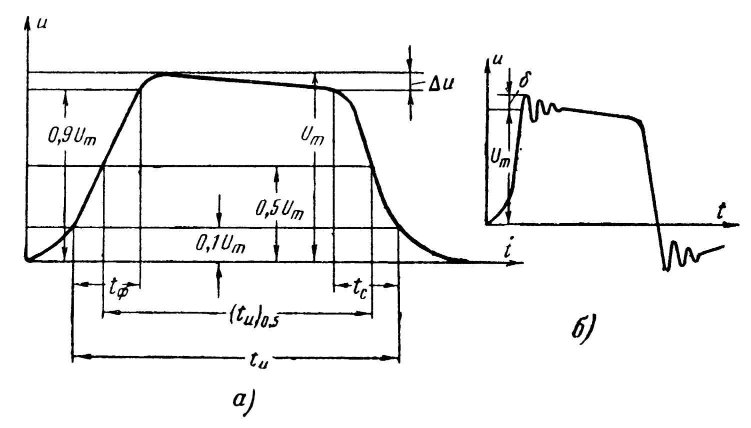


Рис. 3. Параметры реальных импульсов.
а — гладкий импульс; *б* — импульс с выбросами.

выделить следующие три части реального импульса: фронт, вершину (плоскую часть) и срез (задний фронт) импульса. Иногда импульс имеет в конце затянутый участок, называемый «хвостом».

Вершина импульса при прохождении через электрические цепи не остается плоской, а имеет постепенный спад (скол) Δu. Величина спада импульса оценивается в процентах от установившегося значения импульса.

Определение длительностей импульса, фронта и среза связано с некоторыми трудностями, так как скорость изменения напряжения и тока в течение фронта и среза импульса обычно не остается постоянной. Так, на фронте импульса, который изображен на рис. 3, наблюдается вначале сравнительно медленное нарастание напряжения, затем скорость нарастания увеличивается, а вблизи максимального значения снова происходит постепенное уменьшение скорости. Поэтому говорят о так называемой «активной» длительности импульса, которая отсчитывается при некотором определенном уровне напряжения или тока. Обычно длительность $t_и$ измеряют на уровне 0,1 от установившегося (амплитудного) значения. Иногда измеряют длительность импульса $(t_и)_{0,5}$ на уровне 0,5 от установившегося значения.

При определении длительности фронта и среза учитывают только тот интервал времени, в течение которого протекает быстрый процесс нарастания или спада импульса. Поэтому считают, что длительность фронта $t_ф$ равна промежутку времени между моментами, в которые напряжение или ток имеют уровни 0,1 и 0,9 от амплитудного значения. Длительность среза $t_с$ определяют промежутком времени между моментом, когда начинается резкий спад напряжения или тока (точка перегиба кривой), и, моментом, когда напряжение или ток достигают уровня 0,1 от амплитудного значения.

Иногда вместо длительности фронта (среза) импульса применяют производный параметр — крутизну фронта (среза). Крутизна фронта характеризует скорость нарастания импульсного напряжения, а крутизна среза — скорость его убывания.

Крутизна переднего фронта может быть определена по формуле

$$S = \frac{U_m}{t_ф},$$

где U_m — установившееся (амплитудное) значение импульсного напряжения;

$t_ф$ — длительность фронта импульса.

При формировании и преобразовании импульсов выдвигается требование получения импульсов с возможно более коротким фронтом и срезом (с их большей крутизной), что необходимо для получения более точного срабатывания различных устройств и более точного определения расстояния до объекта в радиолокации. Поэтому длительности фронта и среза не должны превышать 0,1—0,3 длительности импульса.

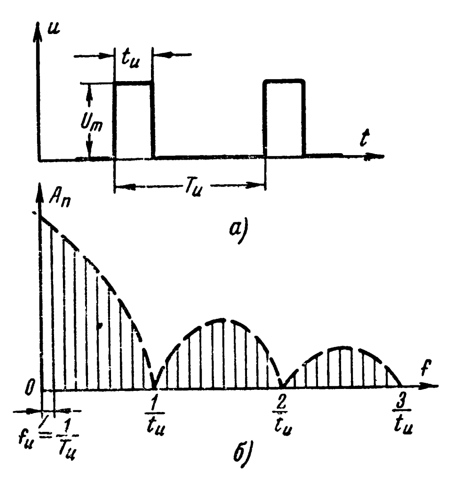


Рис. 4. Периодическая последовательность импульсов (*а*) и ее амплитудный спектр (*б*).

Вследствие переходных колебательных процессов в паразитных элементах импульсных устройств в конце фронта импульса может возникать выброс напряжения или тока, а в конце среза импульса — обратный выброс (рис. 3,*б*). После выбросов обычно имеют место затухающие паразитные колебания на вершине и «хвосте» импульса. Величина выброса δ оценивается в процентах от установившегося (амплитудного) значения импульса и не должна превышать 3—6% в зависимости от назначения импульсного устройства. В телевидении, например, допустим выброс до 3—4%.

Периодические последовательности импульсов (рис. 4,*а*) характеризуются скважностью и частотой повторения импульсов. Скважностью импульсов называют отношение периода повторения $T_и$ к длительности импульса $t_и$:

$$Q = \frac{T_и}{t_и}.$$

Обратную величину называют коэффициентом заполнения импульсов. Частота повторения импульсов связана со скважностью соотношением

$$F_и = \frac{1}{T_и} = \frac{1}{Qt_и}.$$

3. СПЕКТРАЛЬНЫЙ СОСТАВ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

В импульсной технике часто встает задача определения полосы пропускания, необходимой для неискаженной передачи и усиления импульсов каким-либо устройством. Для этого нужно знать спектральный состав импульсных сигналов различной формы, длительности и частоты повторения.

Спектр высокочастотного колебания, модулированного по амплитуде колебанием более низкой частоты (одним тоном), состоит из несущей частоты и двух боковых частот — нижней и верхней. Периодическая последовательность импульсов имеет спектр, представляющий собой сумму бесконечно большого числа синусоидальных колебаний (гармоник) с определенными амплитудами и фазами. Графически амплитудный и фазовый спектры изображаются на двух отдельных графиках в виде зависимости амплитуд и фаз колебаний от частоты. Каждая гармоника амплитудного спектра представляется вертикальным отрезком на оси частот, длина которого в определенном масштабе изображает амплитуду этой гармоники.

На рис. 4,*б* показан спектр периодической последовательности прямоугольных импульсов. Отдельные составляющие спектра отстоят одна от другой на величину частоты повторения $F_и$. Поэтому в спектре содержатся колебания частот $F_и$, $2F_и$, $3F_и$ и т. д. и нет колебаний, частоты которых не были бы кратны $F_и$. Так, если период повторения импульсов $T_и = 1\,000$ *мксек* $\left(F_и = \frac{1}{T_и} = \frac{1}{1\,000 \cdot 10^{-6}} = 1\,000 \text{ гц}\right)$, то в спектре содержатся только колебания с частотами $n \cdot 1\,000$ *гц*, где n — любое целое положительное число.

Спектр, состоящий из отдельных гармонических составляющих, называется линейчатым (дискретным).

Если, не изменяя форму и длительность импульсов, увеличивать частоту их повторения, то частотный интервал между гармониками спектра увеличивается и спектр становится более редким. При уменьшении частоты повторения импульсов спектр становится

более густым. Если период увеличить до бесконечности, т. е. перейти к одиночному импульсу, то частотные интервалы между гармониками уменьшаются до нуля, а число их возрастает до бесконечности. Спектр становится сплошным и содержит колебания всех частот. Огибающая кривая остается при этом неизменной.

С увеличением частоты амплитудный спектр плавно спадает до нуля, который оказывается на частоте $1/t_и$, затем увеличивается, переходит через максимум и на частоте $2/t_и$ снова достигает нуля и т. д. Величина каждого последующего максимума меньше предыдущего; для прямоугольного импульса они относятся как 1 : 0,21 : 0,13 и т. д.

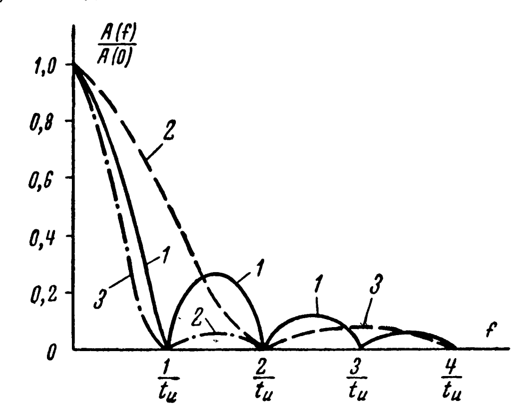


Рис. 5. Амплитудные спектры импульсов (в относительных единицах).

1 — прямоугольного; *2* — треугольного; *3* — колоколообразного.

Вид амплитудного спектра полностью определяется формой импульса. Для импульсов непрямоугольной формы амплитудный спектр имеет другой вид. На рис. 5 изображены относительные амплитудные спектры для прямоугольного, треугольного и колоколообразного импульсов. При сравнении спектров прямоугольного (1) и колоколообразного (3) импульсов видно, что чем круче фронт импульса, тем больше в его спектре высокочастотных составляющих. У колоколообразного импульса почти вся энергия сосредоточена в низкочастотной части спектра, тогда как у прямоугольного — имеется значительное количество высокочастотных составляющих.

Под активной шириной спектра видеоимпульса $F_{акт}$ понимается диапазон частот от $f_{мин}=0$ до $f_{макс}=F_{акт}$, в котором заключено 95% всей энергии сигнала. Чем круче фронт импульса (чем меньше $t_ф$), тем больше активная ширина его спектра. Для прямоугольного импульса $F_{акт}=2/t_и$, для колоколообразного импульса $F_{акт}=0{,}25/t_и$. Следовательно, активная ширина спектра прямоугольного импульса в 4 раза больше, чем колоколообразного, имеющего ту же длительность $t_и$.

контроле и отбраковке изделий, при измерении различных электрических и неэлектрических величин, для определения места повреждения на линиях электропередач, для счета и регистрации элементарных частиц и «меченых атомов» в атомной физике, для исследования космического излучения, для изучения различных физиологических процессов в живом организме, для фотографирования кратковременных процессов, для дистанционного управления различными механизмами и приборами и т. п.

Импульсные устройства состоят из сочетаний основных импульсных элементов, собранных на электронных лампах, газоразрядных приборах, полупроводниковых приборах или магнитных сердечниках. Эти элементы служат для формирования электрических импульсов, преобразования формы и параметров импульсов, для задержки импульсов во времени, селекции (выделения) импульсов, деления частоты повторения импульсов, усиления импульсов и некоторых других целей. Такими элементами служат дифференцирующие и интегрирующие цепи, линии задержки, ограничители, триггеры, мультивибраторы, блокинг-генераторы, генераторы пилообразного напряжения и тока, логические элементы и другие основные импульсные схемы.

В связи с массовым применением импульсных устройств в настоящее время большое значение имеет обеспечение их экономичности и высокой эксплуатационной надежности. Один из способов достижения этих целей заключается в применении полупроводниковых приборов и магнитных элементов, имеющих по сравнению с современными электронными лампами более высокую надежность и больший срок службы, меньшие габариты и вес, высокую экономичность. Срок службы полупроводниковых приборов и магнитных элементов соизмерим со сроком службы типовых радиодеталей (конденсаторов, сопротивлений), что делает их незаменимыми элементами импульсных устройств, особенно в вычислительных и других устройствах с большим количеством элементов. Однако в некоторых импульсных схемах и устройствах применение электронных ламп более целесообразно.

В последние годы развивается техника получения и использования очень коротких импульсов, длительностью порядка единиц и десятков наносекунд (одна наносекунда равна одной миллиардной доле секунды), что позволяет значительно повысить быстродействие импульсных устройств. Это очень важно для автоматики и вычислительной техники. В наносекундной технике используются быстродействующие переключающие элементы (туннельные диоды, лампы с вторичной эмиссией и др.), а также цепи с распределенными параметрами, характерные для диапазона сверхвысоких частот.

Область применения импульсной техники непрерывно расширяется. Внедрение импульсных методов позволяет успешно решать важные научные и технические проблемы во многих отраслях народного хозяйства нашей страны.

ГЛАВА ВТОРАЯ

ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ ЭЛЕКТРОННЫХ ЛАМП, ГАЗОРАЗРЯДНЫХ ПРИБОРОВ, ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ И МАГНИТНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ В ИМПУЛЬСНЫХ СХЕМАХ

В этой главе рассматриваются особенности работы электронных ламп, газоразрядных и полупроводниковых приборов как нелинейных элементов, когда ток через элемент меняется не пропорционально приложенному напряжению. В этом случае говорят, что они работают в режиме переключения или в ключевом режиме.

Для переключающих элементов могут быть использованы электронные явления в вакууме и в полупроводниках, ионные — в газах, магнитные — в ферромагнетиках, при которых существует нелинейная зависимость между физическими величинами. Эта нелинейность может быть причиной скачкообразного перехода из одного устойчивого состояния в другое, который и используется для переключения.

Переключающий элемент можно представить в виде ключа (выключателя), который может находиться в двух состояниях: разомкнутом и замкнутом.

Если ток через переключающий элемент не проходит, т. е. элемент находится в запертом (выключенном) состоянии, то такой режим соответствует разомкнутому ключу (режим отсечки). Если через переключающий элемент проходит значительный ток, т. е. элемент находится в отпертом состоянии, то такой режим соответствует замкнутому ключу (режим насыщения или критический режим).

4. ЭЛЕКТРОННЫЕ ЛАМПЫ И ГАЗОРАЗРЯДНЫЕ ПРИБОРЫ

При использовании электронных ламп как переключателей их основное достоинство заключается в малой инерционности, не превосходящей десятков наносекунд.

Электронные лампы могут работать в импульсных схемах в трех режимах: усиления, отсечки и в критическом режиме. Работа ламп в режиме усиления используется в импульсных усилителях. Лампы, используемые как переключатели, работают в режимах отсечки и в критическом.

На рис. 6 приведены семейства идеализированных анодных характеристик триода (*а*) и пентода (*б*). Участки *1* соответствуют режиму отсечки (запирания) лампы. Участки *2* соответствуют режиму усиления (при отрицательных напряжениях на управляющих сетках — E_c). Участки 3 соответствуют критическому режиму. Линии *ОК* называются линиями критического режима.

На линии критического режима при малых анодных напряжениях u_2 все статические характеристики пентода и триода, соответствующие положительным напряжениям на сетке, сливаются в одну

линию. Как видно, критический режим может быть достигнут в пентоде легче, чем в триоде.

При конструировании переключающих схем на электронных лампах необходимо учитывать, что в выключенном состоянии (в режиме отсечки) лампа представляет собой почти идеальный разрыв цепи, а во включенном состоянии (в критическом режиме) обладает довольно большим внутренним сопротивлением (единицы — десятки килоом), в чем ее значительный недостаток.

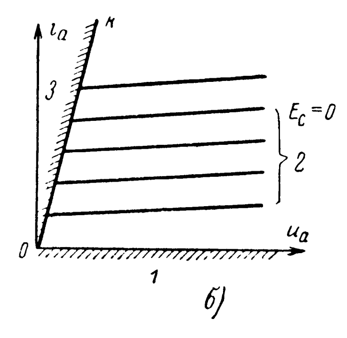


Рис. 6. Семейства идеализированных анодных характеристик радиоламп.
а — триода; *б* — пентода.

Газоразрядные приборы применяются в импульсной технике для генерирования и формирования импульсов. Их важное преимущество, как переключающих элементов по сравнению с электронными лампами, состоит в очень малом сопротивлении во включенном состоянии благодаря происходящему в них газовому разряду (единицы — десятки омов). При этом падение напряжения на приборе в установившемся режиме практически не зависит от величины протекающего через него тока.

Однако релаксационные генераторы импульсов, использующие газоразрядные приборы (неоновые лампы, газотроны, тиратроны и тригатроны), имеют низкую стабильность частоты автоколебаний из-за непостоянства вольт-амперных характеристик газоразрядных приборов. Для газоразрядных приборов характерна значительная длительность деионизации (прекращения газового разряда). Поэтому их затруднительно применять в генераторах с большой частотой повторения импульсов и при малой скважности.

Релаксационные генераторы импульсов с газоразрядными приборами применяются обычно для получения импульсов большой мощности, а также при формировании импульсов наносекундной длительности с небольшой частотой повторения.

В последние годы в импульсной технике начали широко использоваться газоразрядные лампы с холодным (ненакаливаемым) катодом: триоды МТХ-90, ТХ-1, ТХ-2, ТХ-5Б и тетроды ТХ-3Б, ТХ-4Б. Они очень просты, дешевы, надежны и имеют размеры, сравнимые с полупроводниковыми приборами.

Для устранения задержек момента зажигания ламп с холодным катодом и повышения их чувствительности в цепи управляющего (или вспомогательного) электрода (рис. 7) создают самостоятельный тихий разряд путем подачи на электрод анодного на-

пряжения при ограничении возникшего тока до нескольких микроампер резистором R_1 с большим сопротивлением (10—100 *Мом*).

Запускающий импульс подается через конденсатор C_1 (5—100 *пф*), отделяющий входную цепь по постоянному току. Благодаря большой начальной ионизации, создаваемой в лампе тихим разрядом, резко уменьшается инерционность срабатывания лампы.

Разработаны и выпускаются промышленностью специальные многоэлектродные коммутационные газоразрядные приборы — декатроны и электровакуумные приборы — трохотроны. В декатронах используется явление перебрасывания тлеющего газового разряда с одного катода на другой. Трохотроны работают на принципе переключения электронного пучка, формируемого в пересекающихся электрическом и магнитном полях.

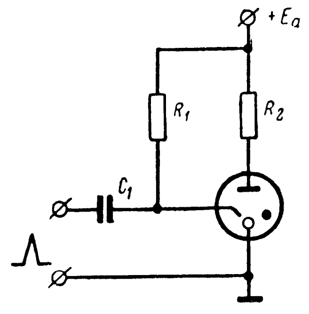


Рис. 7. Включение газоразрядной лампы с холодным катодом.

Декатроны и трохотроны могут заменить в импульсных схемах несколько электронных ламп или транзисторов. Их применяют в экономичных и надежных счетчиках импульсов, а также для деления частоты повторения импульсов, в качестве переключателей, логических элементов и др.

В импульсной технике начинают применять созданные в последние годы лампы со вторичной эмиссией. В них благодаря специальному электроду, покрытому окислами металлов с высоким коэффициентом вторичной эмиссии, возникает вторично-электронное умножение, и анодный ток превышает катодный. Лампы с вторичной эмиссией (например, пентод 6В1П) имеют увеличенную широкополосность и крутизну характеристики до 30 *ма/в*.

На лампах с вторичной эмиссией могут быть построены схемы формирования импульсов наносекундной длительности, широкополосные усилители, высокоскоростные электронные ключи и пересчетные схемы. Эти схемы приведены в выпущенной в 1964 г. издательством «Энергия» (Массовая радиобиблиотека) брошюре В. Г. Мельцера «Лампы с вторичной эмиссией и их применение».

В книге А. П. Ложникова и В. М. Харченко «Импульсные устройства на трохотронах», выпущенной издательством «Энергия» (Массовая радиобиблиотека) в 1963 г., рассмотрены принцип действия трохотронов и основные импульсные схемы, выполненные на трохотронах.

5. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ И ТУННЕЛЬНЫЕ ДИОДЫ

Полупроводниковые диоды (точечные и плоскостные) имеют нелинейную вольт-амперную характеристику (рис. 8,*а*) и поэтому могут быть применены в импульсной технике для формирования импульсов (ограничения, фиксации уровня и др.).

Вольт-амперная характеристика полупроводникового диода имеет следующие особенности по сравнению с характеристикой вакуумного диода:

1) Прямая ветвь характеристики *ОВ*, когда напряжение $u_{пр}$ приложено к *p-n* переходу в проводящем направлении, значительно круче, чем у вакуумного диода, т. е. внутреннее сопротивление полупроводникового диода в прямом направлении мало (единицы или десятки омов), что обеспечивает лучшие параметры в импульсных схемах и более высокий к. п. д. по сравнению со схемами на вакуумных диодах.

2) Имеется обратная ветвь вольт-амперной характеристики *ОА* вследствие тока через *p-n* переход неосновных носителей. Когда к *p-n* переходу приложено напряжение в обратном направлении

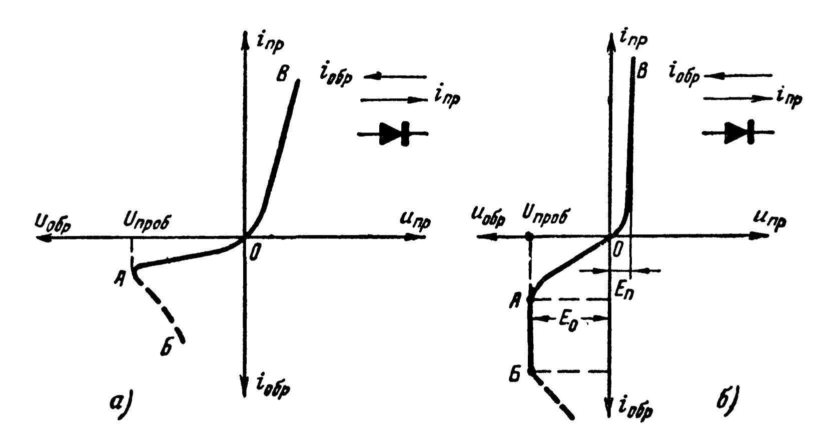


Рис. 8. Вольт-амперные характеристики полупроводниковых диодов.

а — германиевый диод; *б* — кремниевый стабилитрон.

($u_{обр}$), возникает обратный ток через переход ($i_{обр}$), который отсутствует в вакуумных диодах. Эта особенность — значительный недостаток полупроводниковых диодов, так как их сопротивление в обратном направлении не равно бесконечности, а имеет конечную величину. Кроме того, обратный ток зависит от температуры и различен у различных образцов диодов одного типа.

3) Для каждого типа диодов имеется определенная величина обратного напряжения, при котором начинается резкое увеличение обратного тока — электрический пробой *p-n* перехода. Это напряжение называется пробивным напряжением ($U_{проб}$). При больших токах через диод может наступить тепловое разрушение перехода — тепловой пробой.

4) Вольт-амперная характеристика некоторых кремниевых диодов (рис. 8,*б*) имеет участок *АБ*, который круто идет вниз, оставаясь приблизительно параллельным оси токов. Этот участок используется в кремниевых стабилитронах (Д808—Д811, Д813 и др.) для стабилизации напряжения, в схемах ограничения и для других целей.

5) Вольт-амперные характеристики и параметры полупроводниковых диодов изменяются при изменении температуры. При повышении температуры снижается пробивное напряжение *p-n* перехода ($U_{проб}$) и ухудшаются электрические параметры.

6) Полупроводниковый диод может выдержать значительно больший кратковременный ток (в импульсе), чем указанный в паспорте средний выпрямленный ток.

В 1958 г. был открыт «туннельный» эффект в полупроводниковых приборах, на использовании которого создан новый прибор — туннельный диод.

Туннельные диоды получают все большее применение в импульсной технике. Они применяются для усиления и генерирования колебаний различной формы с частотами до тысяч мегагерц, а также в переключающих и логических элементах быстродействующих электронных счетных машин.

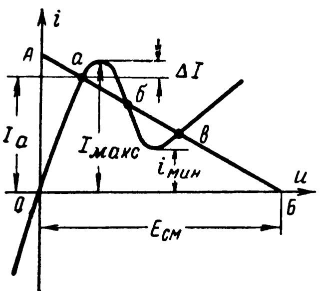


Рис. 9. Вольт-амперная характеристика туннельного диода, пересекаемая нагрузочной прямой.

Вольт-амперная характеристика туннельного диода показана на рис. 9. Из нее видно, что при обратном смещении запирания *p-n* перехода не происходит, а на прямой ветви имеется участок с отрицательным сопротивлением, на котором ток с увеличением напряжения уменьшается. На рисунке прямую ветвь вольт-амперной характеристики туннельного диода пересекает нагрузочная прямая *АБ*, угол наклона которой определяется величиной включенного последовательно с туннельным диодом сопротивления нагрузки. Нагрузочная прямая при определенной величине этого сопротивления и напряжения смещения $E_{см}$ пересекает вольт-амперную характеристику в трех точках. Точки *а* и *в*, расположенные на восходящих участках характеристики, являются устойчивыми. Точка *б*, расположенная на падающем участке характеристики, неустойчива.

В схемах переключателей, триггеров и логических элементов на туннельных диодах скачкообразное переключение туннельного диода из одного устойчивого равновесия в другое осуществляется подачей внешних запускающих импульсов.

Достоинства импульсных схем на туннельных диодах заключаются в малых габаритах, очень малой потребляемой мощности, низком напряжении источников питания, высокой надежности и большом сроке службы, возможности работы в широких пределах внешних температур и очень малом времени переброса из одного режима в другой. Возможность получения скачкообразного перехода туннельного диода из одного режима в другой позволяет создавать простые и быстродействующие переключающие схемы и логические элементы с временем переключения меньшим, чем у схем на вакуумных лампах и на транзисторах.

6. ТРАНЗИСТОРЫ

В настоящее время в импульсной технике применяют только плоскостные транзисторы. Новые типы импульсных транзисторов (П416, П605 и др.) позволяют использовать их для генерирования, формирования и усиления коротких импульсов (длительностью десятков наносекунд) с крутым фронтом и срезом.

По принципу действия импульсные схемы на плоскостных транзисторах сходны со схемами на электронных лампах. При работе в ключевом режиме плоскостные транзисторы — почти идеальные переключающие элементы. Они имеют в непроводящем (запертом) состоянии сопротивление между коллектором и базой порядка одного мегома, а в проводящем состоянии (режиме насыщения) — несколько омов. Это позволяет получать от генератора импульсы с амплитудой порядка 90% от питающего напряжения в цепи коллектора.

В импульсных устройствах транзисторы обычно включаются по схеме с общим эмиттером, позволяющей получить лучшие свойства в режимах переключения и усиления. При этом коллектор транзистора аналогичен аноду вакуумного триода, эмиттер — катоду, а база — сетке.

Ключевой режим работы транзисторов (режим переключения) характерен для работы большинства импульсных устройств. В ключевом режиме транзистор выполняет функцию ключа-переключателя, который скачком переходит от запертого состояния к состоянию насыщения и обратно от насыщенного состояния к запертому.

Рис. 10. Плоскостной транзистор по схеме с общим эмиттером в ключевом режиме.

а — принципиальная схема включения; *б* — эквивалентная схема в выключенном (запертом) состоянии; *в* — эквивалентная схема во включенном состоянии (в режиме насыщения).

На рис. 10,*а* показано включение транзистора по схеме с общим эмиттером. Запертое состояние транзистора может быть представлено в виде разомкнутых переключателей, соответствующих эмиттерному и коллекторному переходам транзистора (рис. 10,*б*).

Состояние насыщения транзистора может быть представлено

в виде замкнутых переключателей (рис. 10,*в*), так как в этом режиме сопротивление переходов очень мало (единицы *ом*) и может быть заменено коротким замыканием. В режиме насыщения все три электрода транзистора как бы соединены в одной общей точке.

Свойства и параметры транзистора в ключевом режиме могут быть определены по семейству коллекторных (выходных) характеристик транзистора (рис. 11) при различных токах базы $I_б$ и по

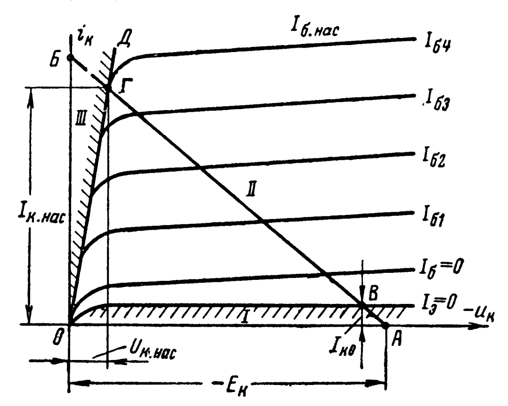


Рис. 11 Семейство коллекторных характеристик плоскостного транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером.

I — область отсечки; *II* — область усиления; *III* — область насыщения.

нагрузочной прямой *АБ*, котангенс угла наклона которой равен сопротивлению нагрузки в цепи коллектора $R_н$ (аналогично ламповым схемам).

Точка *В*, в которой нагрузочная прямая пересекается с характеристикой, соответствующей нулевому току эмиттера ($I_э=0$), представляет собой граничную точку режима отсечки (область *I*) и режима усиления (область *II*). В этой точке транзистор отпирается. В режиме отсечки коллекторный ток транзистора не равен нулю и обычно лежит в пределах от 5 до 30 *мка*. Этот ток $I_{к0}$, называемый остаточным (обратным) током коллектора, образуется неосновными носителями, для которых приложенное к коллекторному переходу напряжение является ускоряющим.

В области усиления (при $I_б>0$) абсолютная величина напряжения на коллекторе уменьшается при увеличении тока базы. Это происходит до тех пор, пока ток базы не достигнет величины тока насыщения $I_{б\,нас}$, при котором нагрузочная прямая пересекается с линией критического режима (точка *Г*).

Область *III* соответствует режиму насыщения. В режиме насыщения через транзистор протекает ток насыщения цепи коллектора $I_{к.нас}$, представляющий собой максимальный ток через нагрузку $R_н$, который может проходить при данных значениях напряжения

источника питания цепи коллектора $E_к$ и сопротивления нагрузки $R_н$:

$$I_{к.нас} \approx \frac{E_к}{R_н}.$$

Предельное для данного транзистора значение $I_{к.нас}$ в режиме переключения обычно указывается в паспорте импульсных транзисторов.

Режиму насыщения (точке *Г*) соответствует остаточное напряжение коллектора в режиме насыщения $U_{к.нас}$, которое составляет десятые доли вольта.

Чтобы транзистор *p-n-p* типа перешел скачком из запертого состояния в насыщенное, на его базу должен быть подан отрицательный импульс напряжения и ток базы должен превысить значение

$$I_б \geqslant \frac{I_к}{\beta},$$

где β — коэффициент усиления по току в схеме с общим эмиттером.

В ключевом режиме выводы коллектор-эмиттер транзистора используются в качестве выключателя. При этом свойства транзистора как выключателя значительно лучше, чем электронной лампы, так как остаточное напряжение на транзисторе во включенном состоянии $U_{к\ нас}$ не превышает 0,1—0,2 *в*, остаточный ток $I_{к0}$ в выключенном состоянии не более единиц — десятков микроампер, а токи, которые можно включать при помощи даже маломощных транзисторов, достигают сотен миллиампер.

В ключевых режимах работы значительно легче, чем в режимах усиления, осуществить взаимозаменяемость транзисторов; не требуется также применять специальных мер стабилизации режима при изменениях температуры.

В ключевом режиме установление тока коллектора (нарастание и спадание) происходит не мгновенно, а в течение некоторого времени из-за инерционных свойств транзистора и вследствие накопления носителей при насыщении транзистора.

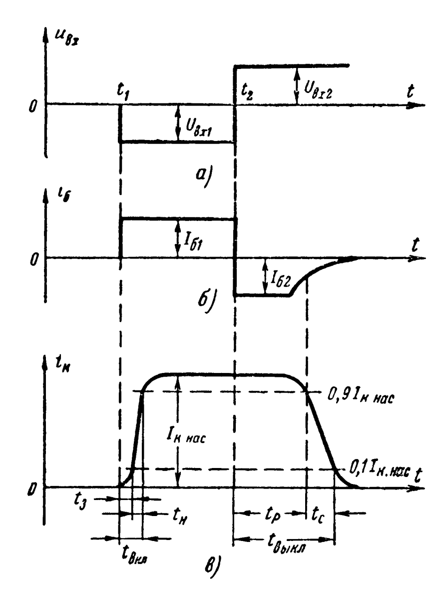


Рис. 12. Графики, поясняющие работу транзистора в ключевом режиме.
а — форма напряжения на входе; *б* — форма тока базы; *в* — ток коллектора.

Отпирание транзистора происходит при подаче на его вход отрицательного импульса напряжения $U_{вх1}$ в момент времени t_1 (рис. 12,*а*). При этом в цепи базы проходит ток $I_{б1}$ в прямом для эмиттерного перехода направлении (рис. 12,*б*). Для запирания транзистора в момент времени t_2 на вход подается положительный импульс напряжения $U_{вх2}$, при котором в цепи проходит ток обратного направления $I_{б2}$.

При включении большого тока базы в момент времени t_1 требуется время порядка десятков наносекунд, чтобы ток коллектора $i_к$ достиг значения тока насыщения $I_{к\,нас}$ (рис. 12,*в*).

Время, в течение которого $i_к$ достигает уровня $0{,}9\,I_{к\,нас}$, называется временем включения $t_{вкл}$. Время включения равно сумме времени задержки $t_з$ (время, за которое $i_к$ достигает уровня $0{,}1\,I_{к\,нас}$) и времени нарастания тока $t_н$ (время, за которое $i_к$ нарастает от уровня $0{,}1\,I_{к.нас}$ до уровня $0{,}9\,I_{к\,нас}$, соответствующее длительности фронта импульса):

$$t_{вкл} = t_з + t_н.$$

Когда транзистор находится в насыщенном состоянии, в базе происходит накапливание избыточных неосновных носителей (дырок в транзисторе *p-n-p* типа). В момент времени t_2 выключение транзистора не может произойти сразу, так как требуется определенное время на рассасывание этих носителей в базе. В течение всего времени рассасывания $t_р$ ток коллектора сохраняет значение $I_{к.нас}$ (в конце $t_р$ он несколько спадает до уровня $0{,}9\,I_{к\,нас}$). Время выключения транзистора $t_{выкл}$ равно сумме времени рассасывания носителей $t_р$ и времени спадания тока $t_с$ (время, за которое $i_к$ спадает от уровня $0{,}9\,I_{к\,нас}$ до уровня $0{,}1\,I_{к\,нас}$, соответствующее длительности среза импульса):

$$t_{выкл} = t_р + t_с.$$

Время выключения значительно больше, чем время включения и составляет сотни наносекунд—единицы микросекунд. Время выключения тем больше, чем глубже насыщение, но при глубоком насыщении уменьшается время включения. Поэтому для увеличения быстродействия импульсных схем, которое определяется в основном временем выключения, следует избегать глубокого насыщения транзистора. Для уменьшения глубины насыщения в цепи базы должен быть включен соответствующий ограничивающий резистор. Иногда для ускорения выключения транзистора к его коллектору подключают полупроводниковый диод, отпирающийся при достижении насыщения и ограничивающий глубину насыщения.

7. МАГНИТНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ С ПРЯМОУГОЛЬНОЙ ПЕТЛЕЙ ГИСТЕРЕЗИСА

Магнитные элементы применяются в импульсной технике как переключающие и логические элементы. Особенно широко магнитные элементы тороидальной формы применяются в электронных счетных машинах для построения больших по объему запоминающих устройств, а также в качестве логических элементов систем

автоматики, так как они имеют малые размеры, просты и имеют высокую надежность.

Магнитные элементы изготавливаются в основном на ферритовых сердечниках, имеющих петлю гистерезиса почти прямоугольной формы (рис. 13,*а*). Петлей гистерезиса (петлей перемагничивания сердечника) называется график зависимости магнитной индукции в сердечнике B от напряженности магнитного поля H.

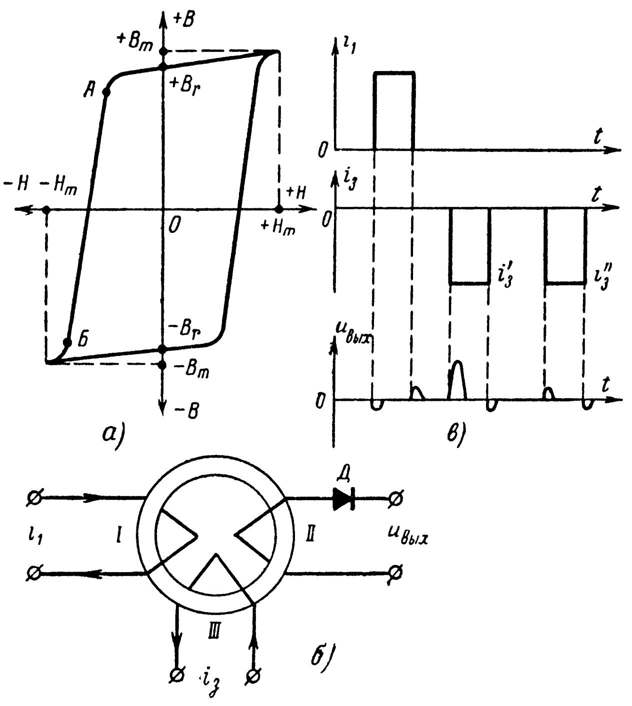


Рис. 13. Магнитный элемент с прямоугольной петлей гистерезиса.

а — петля гистерезиса сердечника; *б* — схема включения обмоток; *в* — графики формы импульсов на обмотках.

Если создать положительную напряженность приложенного магнитного поля H_m, а затем устранить его, то в сердечнике сохранится остаточная магнитная индукция $+B_r$, почти равная максимальной B_m. Для перемагничивания сердечника к нему нужно приложить отрицательное магнитное поле $-H_m$, после снятия которого в сердечнике сохранится остаточная магнитная индукция $-B_r$. Таким образом, магнитный элемент с прямоугольной петлей гистерезиса имеет два устойчивых состояния $+B_r$ и $-B_r$, что и используется в переключающих и в запоминающих устройствах.

Магнитные элементы на сердечниках тороидальной формы, которые часто для сокращения называют торами, обычно имеют три обмотки: входную *I*, выходную *II* и тактовую *III* (рис. 13,*б*).

На рис. 13,*в* показана форма импульсов тока, поступающих на входную и тактовую обмотки, а также форма напряжения $u_{\text{вых}}$, индуктируемого в выходной обмотке.

Если при пропускании импульса тока i_1 через входную обмотку тор намагничивается до насыщения $+B_m$, то после окончания этого импульса тор останется намагниченным до величины $+B_r$. В двоичной системе счисления, применяемой в электронных счетных машинах и в системах автоматики, это устойчивое состояние обозначают единицей (1). Если затем пропустить отрицательный импульс тока i'_3 через тактовую обмотку *III*, то намагничивание тора будет вначале медленно убывать до точки *А*, затем быстро перейдет в точку *Б* и медленно достигнет величины $-B_m$. Происходит скачкообразное перемагничивание сердечника. После окончания импульса тор остается намагниченным до величины $-B_r$. Это устойчивое состояние обозначают нулем (0).

Если же тор намагничен в отрицательном направлении до величины $-B_r$, то отрицательный импульс i''_3 через тактовую обмотку *III* почти не изменит магнитный поток в торе, и индуктируемое напряжение в выходной обмотке *II* будет очень малым.

Чтобы на выходе тора сигнал появлялся только при действии тактового импульса и не появлялся при действии входного сигнала, в выходную обмотку последовательно включают диод *Д*, пропускающий выходные импульсы только одной полярности.

Кроме применения для переключения и запоминания, магнитные элементы с прямоугольной петлей гистерезиса могут применяться и как ограничители напряжения, так как их петля гистерезиса нелинейна и имеет четко выраженные участки насыщения.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В РАДИОЦЕПЯХ

При рассмотрении переходных процессов исходят из того основного положения, что при любых скачкообразных изменениях в электрической цепи (включениях и выключениях источников э. д. с. и др.) напряжение на емкости u_C и ток через катушку индуктивности i_L не могут изменяться скачком. Если же допустить мгновенное изменение u_C или i_L, то это значило бы, что мгновенно изменилась энергия электрического поля в конденсаторе $W_э = \frac{Cu_C^2}{2}$ или энергия магнитного поля катушки $W_м = \frac{Li_L^2}{2}$. Для этого потребовался бы источник бесконечно большой мощности, который в реальных условиях существовать не может. Ток же через конденсатор и напряжение на катушке индуктивности могут изменяться скачкообразно, так как при этом не происходит мгновенного изменения энергии.

8. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЦЕПИ, СОСТОЯЩЕЙ ИЗ КОНДЕНСАТОРА *C* И РЕЗИСТОРА *R*

При подключении цепи (рис. 14), состоящей из последовательно включенных конденсатора C и резистора R, к источнику постоянного напряжения E (в момент времени t_1 переключатель $П$ переводят в положение 1) начинается заряд конденсатора C.

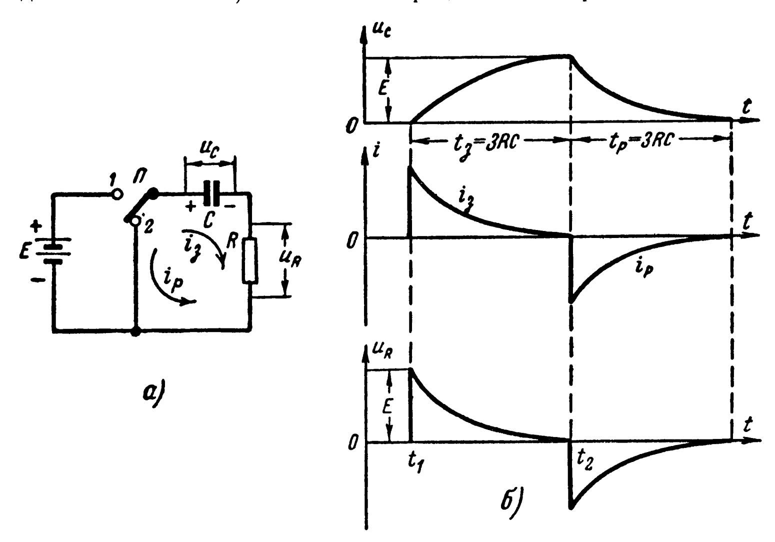


Рис. 14. Переходные процессы в цепи RC при включении и выключении постоянного напряжения.

а — последовательная RC цепь; *б* — формы напряжений на элементах и тока в цепи.

Ток заряда по закону Ома равен разности напряжения источника E и напряжения на конденсаторе u_C, деленной на сопротивление R:

$$i_з = \frac{E - u_C}{R}.$$

Напряжение на конденсаторе u_C в момент подключения равно нулю, поэтому ток заряда определяется сопротивлением резистора R, на котором возникает скачок напряжения, равный напряжению источника:

$$u_R = i_з R = \frac{E}{R} R = E.$$

Ток заряда в первый момент времени t_1 будет наибольшим, а затем начнет уменьшаться, так как по мере заряда конденсатора напряжение на нем u_C возрастает, стремясь к напряжению источ-

ника E. Так как u_C обратно по знаку приложенному напряжению E, то при этом разность напряжений $E—u_C$ постепенно уменьшается. Напряжение на резисторе R пропорционально току заряда:

$$u_R = i_з R = \frac{E - u_C}{R} R = E - u_C.$$

Поэтому u_R постепенно уменьшается до нуля. Изменение тока заряда конденсатора выражается формулой

$$i_з = \frac{E}{R} e^{-\frac{t}{RC}},$$

где $e=2,72\ldots$ — основание натуральных логарифмов;
t — время с момента начала заряда конденсатора.

Величина $e^{-t/RC}$ представляет собой экспоненциальную (показательную) функцию. Поэтому ток заряда конденсатора изменяется по кривой, называемой экспонентой.

Скорость процесса заряда конденсатора определяется произведением сопротивления и емкости RC, которое обозначается буквой τ. Она имеет размерность времени и называется **постоянной времени** цепи. Чтобы получить значение τ в секундах, нужно подставлять C в фарадах и R в омах.

Чем меньше постоянная времени τ, тем быстрее зарядится конденсатор. Конденсатор малой емкости заряжается быстрее, чем конденсатор большой емкости. Кроме того, один и тот же конденсатор заряжается тем быстрее, чем меньше сопротивление резистора, включенного в цепи заряда, т. е. чем больше зарядный ток.

Напряжение на резисторе выражается формулой

$$u_R = i_з R = E e^{-\frac{t}{RC}}.$$

Напряжение на конденсаторе

$$u_C = E - u_R = E\left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right).$$

Из формул видно, что ток заряда $i_з$ и напряжение u_R спадут до нуля, а напряжение u_C сделается равным E только через бесконечно большое время $t=\infty$. За время, равное одной постоянной времени цепи $\tau=RC$, конденсатор зарядится только до 0,63 напряжения источника E, т. е. переходный процесс еще не закончится. Практически считают, что конденсатор зарядился и переходный процесс закончился, если напряжение на конденсаторе достигло 0,95 напряжения источника. Это произойдет через время, равное трем постоянным времени цепи:

$$t = 3\tau = 3RC.$$

Если после окончания переходного процесса заряда конденсатора (в момент времени t_2) перевести переключатель $П$ в положение 2, то заряженный конденсатор C (рис. 14,*а*) окажется замкнутым на резистор R и в цепи будет протекать ток разряда конденсатора $i_р$. Направление тока разряда $i_р$ противоположно направлению тока заряда $i_з$. Поэтому новый скачок напряжения на со-

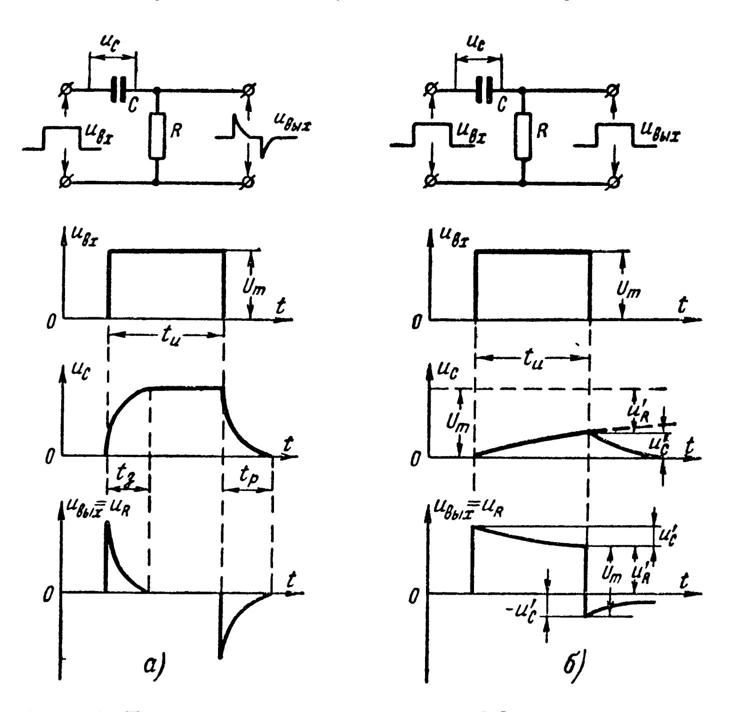


Рис. 15. Переходные процессы в цепях RC при воздействии прямоугольного импульса.

а — дифференцирующая RC цепь ($t_и > 3RC$) и графики напряжений на ее элементах; *б* — то же для переходной RC цепи ($t_и \ll 3RC$).

противлении u_R имеет отрицательную полярность. При разряде конденсатора напряжение на конденсаторе u_C, разрядный ток $i_р$ и напряжение на резисторе u_R экспоненциально спадают в зависимости от постоянной времени цепи. Через время $t=3RC$ конденсатор практически разрядится (до 0,05 первоначального напряжения на нем).

Если на вход цепи RC (рис. 15,*а*) подать не постоянное напряжение от источника E, а прямоугольный импульс, длительность которого $t_и$ больше длительности переходного процесса, то после прихода переднего фронта импульса конденсатор начнет заряжать-

ся. На выходе цепи (на резисторе R) возникнет остроконечный импульс, спадающий по экспоненциальной кривой с постоянной времени $\tau=RC$. Этот импульс имеет ту же полярность, что и прямоугольный входной импульс. После окончания действия входного прямоугольного импульса на выходе цепи появится второй остроконечный импульс, полярность которого будет противоположна полярности входного импульса.

Цепь RC, у которой постоянная времени $\tau=RC$ много меньше длительности входного импульса $t_и$ ($\tau \ll \ll t_и$), называется **дифференцирующей** (обостряющей) цепью. При подаче на вход дифференцирующей цепи прямоугольного импульса напряжение на ее выходе имеет вид двух экспоненциальных импульсов противоположной полярности.

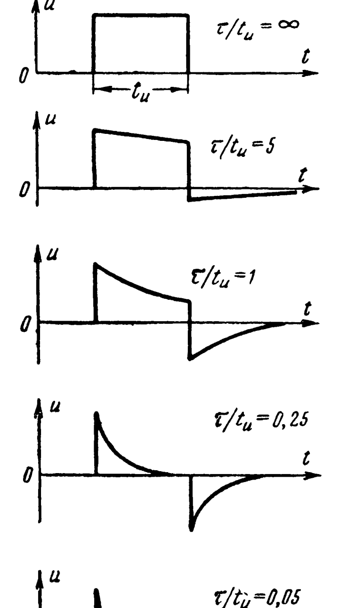


Рис. 16. Форма напряжения на выходе цепи RC для различных отношений постоянной времени $\tau=RC$ к длительности импульса $t_и$.

Дифференцирующие цепи широко используют в импульсных устройствах для получения кратковременных импульсов, соответствующих по времени фронту или срезу входного импульса.

Если длительность входного импульса $t_и$ меньше, чем постоянная времени цепи $\tau=RC$ (рис. 15,*б*), то прямоугольный импульс закончится раньше переходного процесса заряда конденсатора. В момент окончания прямоугольного импульса напряжение на конденсаторе u'_C будет меньше амплитуды импульса U_m. Тогда напряжение на выходе цепи u'_R будет равно разности амплитуды импульса и напряжения на конденсаторе:

$$u'_R=U_m-u'_C.$$

В момент окончания прямоугольного импульса на входе цепи появится отрицательный скачок напряжения на резисторе R, равный $-u'_C$.

Напряжение на сопротивлении изменится скачком от u'_R до $-u'_C$, т. е. на величину

$$U_m=u'_R-(-u'_C).$$

Затем начинается обычный разряд конденсатора.

Если постоянную времени цепи $\tau=RC$ увеличивать, то напряжение u'_R будет приближаться к значению напряжения U_m, а напряжение u'_C к нулевому значению. При очень большой величине $\tau (\tau \gg t_и)$ прямоугольный импульс пройдет через цепь RC практически без искажений, так как за время импульса напряжение на

конденсаторе не успевает измениться, и импульс на резисторе R практически повторяет импульс на входе (без постоянной составляющей). Такая цепь RC называется переходной (разделительной) и применяется в многокаскадных усилителях для связи между каскадами. Переходная цепь разделяет каскады, чтобы постоянное напряжение с анода лампы предшествующего каскада не было приложено к сетке лампы последующего каскада.

На рис. 16 показана форма напряжения на выходе цепи для различных отношений постоянной времени $\tau=RC$ к длительности импульса $t_и$ при подаче на вход цепи прямоугольного импульса.

Из графиков видно, что при $\tau/t_и \gg 1$ форма импульса на выходе цепи остается почти той же, что и на входе (переходная цепь), а при $\tau/t_и \ll 1$ — дифференцирующая цепь. Чем меньше отношение $\tau/t_и$, тем короче импульсы на выходе цепи.

Пример. Пусть длительность импульса $t_и=10$ *мксек*. Рассчитаем элементы дифференцирующей и переходной цепей. Для дифференцирующей цепи примем условие, чтобы

$$\tau = RC = \frac{1}{10} t_и \text{ мксек } (t_и > 3\tau).$$

Тогда, задаваясь величиной $R=10$ *ком*, получим $C=100$ *пф*. Чтобы получить переходную цепь для того же импульса, примем условие

$$\tau = RC = 10 t_и = 100 \text{ мксек } (t_и \ll 3\tau).$$

Тогда при $R=10$ *ком* получим $C=0{,}01$ *мкф*.

9. ДИФФЕРЕНЦИРУЮЩИЕ ЦЕПИ

Дифференцирующей (обостряющей) цепью называется электрическая цепь, при воздействии на вход которой прямоугольного импульса напряжения на выходе образуются два выброса напряжения противоположной полярности, соответствующие фронту и срезу импульса на входе цепи [1].

Напряжение на выходе дифференцирующей цепи зависит от скорости изменения напряжения на входе. Чем быстрее изменяется входное напряжение, тем больше величина выходного напряжения. Для прямоугольного импульса, фронт и срез которого имеют большую крутизну (большую скорость изменения напряжения), фронту и срезу соответствуют большие по амплитуде выбросы напряжения на выходе. Плоская вершина импульса соответствует постоянству входного напряжения (скорость равна нулю), поэтому и выходное напряжение равно нулю.

Дифференцирующие цепи чаще всего применяют в импульсных схемах для формирования кратковременных импульсов напряжения из более длительных импульсов, имеющих крутой фронт или

---

[1] Название «дифференцирующая цепь» связано с тем, что напряжение на выходе цепи пропорционально скорости изменения входного напряжения, т. е. производной по времени от входного напряжения (отношению дифференциалов).

срез. В этом случае их иногда называют укорачивающими цепями.

Дифференцирующие цепи с усилителями могут также использоваться для выполнения математической операции дифференцирования в электронных вычислительных машинах непрерывного действия (аналоговых машинах). В этой книге дифференцирующие цепи рассматриваются только как укорачивающие.

Дифференцирование может осуществляться также при помощи цепей, состоящих из резистора и индуктивности (цепи *RL*), в которых выходное напряжение снимается с индуктивности. Практически значительно чаще применяют более простые дифференцирующие цепи *RC*.

Дифференцирующие цепи *RC*. Выше были рассмотрены переходные процессы, происходящие в цепи, состоящей из последовательно включенных емкости и сопротивления, когда на вход цепи подается прямоугольный импульс напряжения (рис. 15,*а*).

Цепь *RC* будет дифференцирующей, если выполняется условие, что постоянная времени цепи $\tau=RC$ много меньше длительности импульса $t_и$:

$$\tau \ll t_и.$$

Если $\tau \ll t_и$, то при подаче на вход цепи импульса с плоской вершиной заряд конденсатора *C* до напряжения $u_{вх}$ (при нарастании $u_{вх}$) заканчивается сравнительно быстро и ток заряда в цепи прекращается раньше, чем окончится входной импульс. Ток в цепи появляется вновь только тогда, когда входное напряжение начнет уменьшаться и возникнет процесс разряда конденсатора *C*.

Таким образом, при достаточно малой постоянной времени τ на выходе дифференцирующей цепи образуются два коротких импульса: положительный, связанный с процессом заряда конденсатора, и отрицательный, связанный с процессом его разряда.

Чем меньше τ, тем больше скорость изменения напряжения и тем острее будут импульсы напряжения на выходе дифференцирующей цепи.

Длительность выходных импульсов определяется не длительностью входных импульсов, а постоянной времени дифференцирующей цепи $\tau=RC$.

Длительность экспоненциально-падающего импульса на уровне $0{,}5\,U_{вых}$, получающегося на выходе дифференцирующей цепи, равна $0{,}7\tau$:

$$(t_и)_{0,5}=0{,}7\tau=0{,}7RC.$$

Если, например, $R=20$ *ком* и $C=100$ *пф*, то $(t_и)_{0,5}=0{,}7\cdot 20\cdot 10^3\cdot 100\cdot 10^{-12}=1{,}4\cdot 10^{-6}$ *сек* $=1{,}4$ *мксек*.

Для получения более коротких импульсов на выходе дифференцирующей цепи уменьшают постоянную времени τ. Однако уменьшать τ можно только до определенного предела из-за влияния паразитных параметров цепи (паразитных емкостей и внутреннего сопротивления источника) и из-за того, что фронт и срез входного импульса имеют определенную длительность, т. е. входные импульсы имеют практически не прямоугольную, а трапецеидальную форму.

Если длительность фронта входного импульса $t_ф$ меньше постоянной времени цепи $\tau=RC$, то цепь RC для фронта импульса будет не дифференцирующей, а переходной, и фронт импульса будет передаваться почти без искажений.

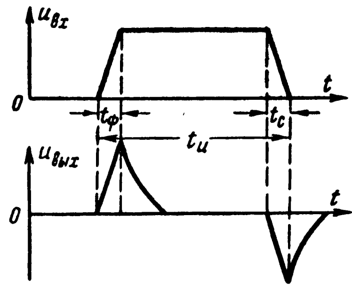


Рис. 17. Строчный синхронизирующий импульс на входе и выходе дифференцирующей цепи строчной развертки телевизора «Рекорд».

В телевизорах с помощью дифференцирующей цепи осуществляется временна́я селекция кратковременных строчных синхронизирующих импульсов, т. е. их выделение и сокращение длительности путем дифференцирования. Полученные кратковременные импульсы используются для синхронизации запуска генератора строчной развертки в телевизоре одновременно с запуском строчной развертки в передающей телевизионной трубке.

Для примера сравним постоянную времени дифференцирующей цепи телевизора «Рекорд» с длительностью стандартного строчного синхронизирующего импульса и длительностью его фронта.

Дифференцирующая цепь телевизора «Рекорд», включенная между амплитудным селектором и блокинг-генератором строчной развертки, имеет следующие параметры:

$$R_{77}=2{,}4\ ком;\ C_{67}=180\ пф.$$

Постоянная времени цепи

$$\tau=RC=2{,}4\cdot 10^3\cdot 180\cdot 10^{-12}=43\cdot 10^{-8}\ сек=0{,}43\ мксек.$$

По стандарту на параметры системы телевизионного вещания (ГОСТ 7845-55) длительность строчного синхронизирующего импульса $t_и$ равна 8% длительности строки $T=64$ *мксек*:

$$t_и=0{,}08\cdot 64=5{,}1\ мксек.$$

Длительность фронта импульса $t_ф$ должна быть не более

$$t_ф=0{,}004\,T=0{,}004\cdot 64=0{,}26\ мксек.$$

Из расчета видно, что длительность импульса $t_и$ (5,1 *мксек*) больше постоянной времени цепи τ (0,43 *мксек*) и в то же время длительность фронта импульса $t_ф$ (0,26 *мксек*) несколько меньше τ. Поэтому для самого импульса цепь RC будет дифференцирующей, а для фронта импульса — переходной. Фронт и срез импульса будут передаваться через цепь RC почти без искажений. Вид импульса до и после дифференцирующей цепи показан на рис. 17.

Если постоянная времени цепи примерно равна длительности фронта и среза импульса, то импульсы на выходе цепи имеют форму, близкую к треугольной.

Постоянную времени цепи нецелесообразно выбирать меньше длительности фронта $t_ф$, так как при этом значительно уменьшается амплитуда выходного импульса без значительного сокращения его длительности.

Конденсатор C и резистор R дифференцирующей цепи представляют собой делитель напряжения для выходного импульса. Поэтому амплитуда импульсов на выходе дифференцирующей цепи, снимаемых с резистора R, значительно меньше, чем амплитуда входных импульсов трапецеидальной формы, что необходимо учитывать при использовании дифференцирующих цепей.

Влияние паразитных параметров цепи на процесс дифференцирования. На процесс дифференцирования оказывают значительное влияние внутреннее сопротивление источника входных импульсов $R_{вн}$ и паразитная входная емкость следующего каскада $C_п$ (рис. 18,*а*).

Входное сопротивление следующего каскада (нагрузки) можно не учитывать, так как обычно оно много больше сопротивления дифференцирующей цепи и включено параллельно R.

Паразитная емкость $C_п$, которая может составлять 10—20 *пф*, влияет на передачу фронта импульса. Вследствие постепенного заряда емкости $C_п$ уменьшается крутизна фронта и, следовательно, амплитуда импульсов на выходе дифференцирующей цепи (рис. 18,*б*).

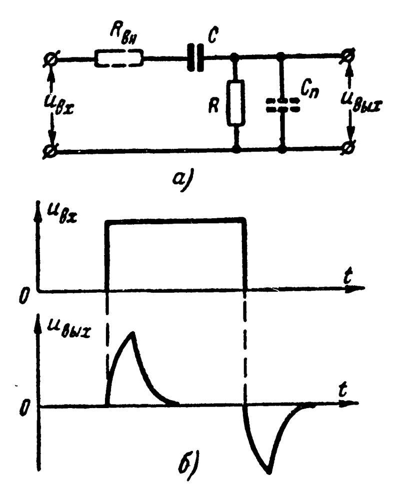


Рис. 18. Паразитные элементы в дифференцирующей цепи RC (*а*) и их влияние на процесс дифференцирования (*б*).

Сопротивление $R_{вн}$ образует делитель напряжения с резистором R. Поэтому на сопротивлении $R_{вн}$ падает часть напряжения и амплитуда выходного напряжения, снимаемого с резистора R, уменьшается. Заряд и разряд емкостей C и $C_п$ происходит через сопротивления R и $R_{вн}$, поэтому постоянная времени цепи увеличивается за счет $R_{вн}$ и происходит удлинение экспоненциального спада импульсов на выходе цепи.

Для уменьшения влияния паразитной емкости $C_п$ желательно, чтобы емкость конденсатора дифференцирующей цепи C составляла не менее 3—4 $C_п$. Однако емкость конденсатора C нельзя брать слишком большой, так как при этом для сохранения заданной величины постоянной времени $\tau = RC$ (чтобы τ оставалась меньше длительности импульса $t_и$) нужно уменьшить сопротивление резистора R, а это приводит к большему шунтированию дифференцирующей цепью источника входных импульсов.

Поэтому емкость конденсатора C обычно выбирают порядка 100 *пф*, а сопротивление резистора R порядка единиц или десятков килоом в зависимости от длительности входного импульса.

10. ИНТЕГРИРУЮЩИЕ ЦЕПИ

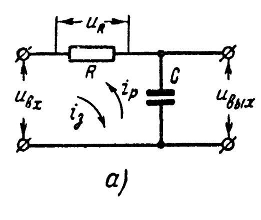
Интегрирующей (сглаживающей) цепью называется электрическая цепь, при воздействии на вход которой кратковременного импульса напряжения на выходе образуется более длительный импульс напряжения [1].

При интегрировании импульсов происходит не укорочение (как при дифференцировании), а увеличение длительности импульсов. Поэтому интегрирующие цепи, применяющиеся для увеличения длительности импульса, иногда называют удлиняющими цепями.

Интегрирующие цепи с усилителями могут также использоваться для выполнения математической операции интегрирования в электронных аналоговых вычислительных машинах. Здесь интегрирующие цепи рассматриваются только как удлиняющие.

Интегрирующие цепи применяются в телевидении (для выделения кадровых синхронизирующих импульсов), в счетно-решающих устройствах, в запоминающих устройствах, устройствах автоматического слежения, при специальных измерениях и для других целей.

Для интегрирования применяются цепи, состоящие из резистора и конденсатора (цепи RC). Цепи RL для интегрирования не применяются, так как межвитковая емкость и активное сопротивление катушки индуктивности ухудшают качество интегрирования.



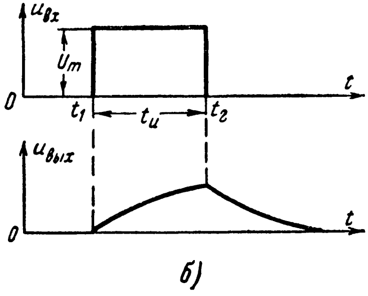


Рис. 19. Интегрирующая цепь (*а*) и интегрирование прямоугольного импульса (*б*).

Интегрирующая цепь, как и дифференцирующая, представляет собой последовательное соединение резистора и конденсатора, но выходное напряжение снимается не с резистора, а с конденсатора (рис. 19,*а*). Кроме схемы включения, интегрирующая цепь отличается от дифференцирующей тем, что постоянная времени цепи $\tau = RC$ здесь должна быть большой, того же порядка, что и длительность импульса $t_и$.

---

[1] Название «интегрирующая цепь» связано с тем, что напряжение на выходе цепи пропорционально интегралу входного напряжения.

При воздействии на вход интегрирующей цепи прямоугольного импульса в момент времени t_1 (рис. 19,*б*) начинается медленный экспоненциальный заряд конденсатора *C*, который продолжается все время действия импульса $t_и$. В момент окончания импульса t_2 начинается медленный экспоненциальный разряд конденсатора *C*, продолжающийся после окончания входного импульса. Таким образом, интегрирующая цепь удлиняет импульс. Напряжение на конденсаторе u_C имеет вид искаженного импульса с растянутыми фронтом и срезом.

На рис. 20 показана форма напряжения на выходе интегрирующей цепи при подаче на ее вход прямоугольного импульса

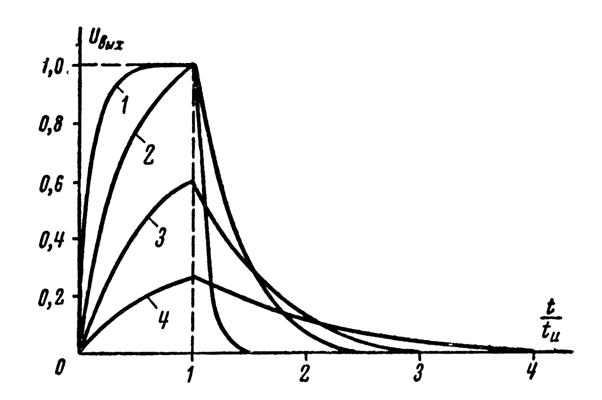


Рис. 20. Форма напряжения на выходе интегрирующей цепи для различных отношений постоянной времени τ к длительности импульса.
1 — $\tau/t_и$=0,1; *2* — $\tau/t_и$=0,2; *3* — $\tau/t_и$=1; *4* — $\tau/t_и$=5.

с амплитудой, равной единице, для различных отношений постоянной времени цепи $\tau=RC$ к длительности импульса $t_и$. Из рисунка 20 видно, что чем больше постоянная времени цепи τ, тем более длинным получается импульс на выходе цепи, но амплитуда его при этом уменьшается, так как конденсатор не успевает полностью зарядиться за время действия импульса $t_и$.

В телевизорах интегрирующую цепь часто включают между амплитудным селектором и генератором кадровой развертки для выделения длительных кадровых синхронизирующих импульсов, т. е. для осуществления временно́й селекции (селекции импульсов по длительности). Постоянная времени такой цепи должна быть порядка десятков — сотен микросекунд. Поэтому кратковременный строчный синхронизирующий импульс длительностью 5,1 *мксек* не успевает зарядить конденсатор интегрирующей цепи до напряжения отпирания лампы задающего генератора кадровой развертки. Зарядить конденсатор может только значительно более длительный кадровый синхронизирующий импульс, имеющий длительность 194 *мксек*. Кратковременные импульсные помехи также не успевают

создать на выходе интегрирующей цепи заметного напряжения и не будут вызывать срывов синхронизации по кадрам.

Для получения еще большего различия в амплитудах кадровых и строчных синхронизирующих импульсов часто применяют интегрирующие цепи из двух или трех звеньев. Например, в теле-

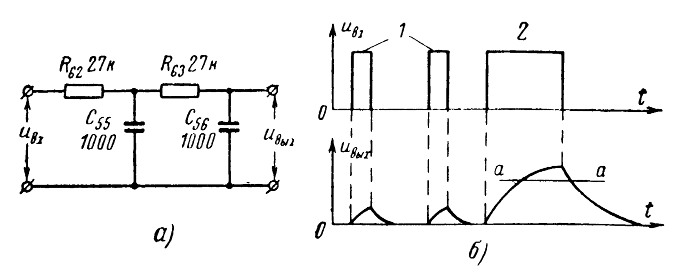


Рис. 21. Интегрирующая цепь телевизора «Рекорд».
а — схема цепи; *б* — форма напряжений на входе и выходе цепи (*1* — строчные синхронизирующие импульсы; *2* — кадровый синхронизирующий импульс; *а-а* — уровень срабатывания кадровой развертки).

визоре «Рекорд» применена двухзвенная интегрирующая цепь, резисторы которой имеют сопротивления по 27 *ком*, а конденсаторы емкость по 1 000 *пф* (рис. 21,*а*).

Постоянная времени каждого звена цепи равна:

$$\tau = RC = 27 \cdot 10^3 \cdot 1\,000 \cdot 10^{-12} = 27 \cdot 10^{-6}\ сек = 27\ мксек.$$

Постоянная времени значительно меньше длительности кадрового синхронизирующего импульса (194 *мксек*) и в то же время больше длительности строчного синхронизирующего импульса (5,1 *мксек*). Поэтому только во время кадрового синхронизирующего импульса напряжение на выходе цепи успевает возрасти до уровня срабатывания схемы кадровой развертки (рис. 21,*б*).

Если крутизна переднего фронта импульса мала, то под влиянием даже незначительных колебаний амплитуды импульса или напряжений питания запуск кадровой развертки может наступить раньше, чем это требуется. Поэтому в каждом звене интегрирующей цепи постоянная времени τ должна быть в несколько раз меньше длительности кадрового синхронизирующего импульса $t_и$.

Так, для телевизора «Рекорд» отношение $\tau/t_и = 27/194 = 0{,}14$ и фронт импульса на выходе каждого звена достаточно крутой (кривые *1* и *2* на рис. 20).

11. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В КОЛЕБАТЕЛЬНОМ КОНТУРЕ

При выключении и включении источника синусоидального напряжения, питающего колебательный контур, а также при действии на контур импульсного напряжения, в контуре возникают переходные процессы, имеющие характер постепенного нарастания или затухания колебаний.

Если в некоторый момент времени t_1 переключателем *П* отключить от контура *LC* питающий его генератор синусоидального напряжения *Г* (рис. 22,*а*), то часть запасенной в контуре энергии будет выделяться в виде тепла на эквивалентном сопротивлении контура *R* и колебания в контуре начнут постепенно затухать.

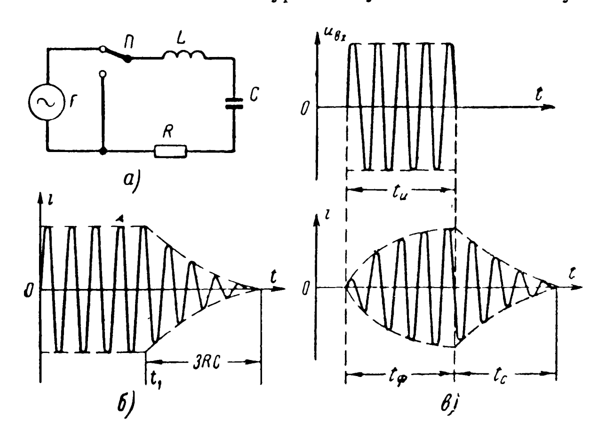


Рис. 22. Переходные процессы в колебательном контуре.

а — схема включения контура; *б* — форма колебаний до и после отключения генератора э. д. с.; *в* — переходный процесс в результате действия радиоимпульса.

Огибающая колебаний тока в контуре убывает по экспоненте с постоянной времени

$$\tau = \frac{1}{\pi 2\Delta f} = \frac{Q}{\pi f_0},$$

где $2\Delta f$ — полоса пропускания контура;

$Q = \frac{2\pi f_0 L}{R}$ — добротность контура;

f_0 — резонансная частота контура.

Чем выше добротность контура (чем у́же полоса пропускания), тем больше постоянная времени и тем медленнее затухают колебания. Колебания практически полностью прекратятся за время, равное трем постоянным времени 3τ (рис. 22,*б*).

Пример. Пусть резонансная частота контура $f_0 = 1$ *Мгц* и его добротность $Q = 100$.

Тогда полоса пропускания контура

$$2\Delta f = \frac{f_0}{Q} = \frac{10^6}{100} = 10^4 \text{ гц} = 10 \text{ кгц}.$$

Постоянная времени контура

$$\tau = \frac{1}{\pi 2\Delta f} = \frac{1}{3,14 \cdot 10^4} = 32 \cdot 10^{-6} \textit{ сек} = 32 \textit{ мксек}.$$

Время переходных процессов (затухания или нарастания колебаний)

$$t = 3\tau = 3 \cdot 32 \approx 100 \textit{ мксек}.$$

При включении источника синусоидального напряжения нарастание тока в контуре происходит по экспоненте с той же постоянной времени τ.

Если на колебательный контур действует радиоимпульс прямоугольной формы $u_{вх}$ (рис. 22,*в*), то ток в контуре i нарастает и спадает не мгновенно, а в течение некоторого времени, и поэтому отличается по форме от $u_{вх}$ наличием экспоненциальных фронта и среза, длительности которых приблизительно равны 3τ.

Чтобы сохранить форму импульса, близкую к прямоугольной, т. е. сохранить длительности фронта и среза, расширяют полосу пропускания контура $2\Delta f$ (уменьшают добротность Q). Однако при уменьшении добротности контура уменьшается снимаемое с контура напряжение. Если импульс заканчивается в тот момент, когда ток

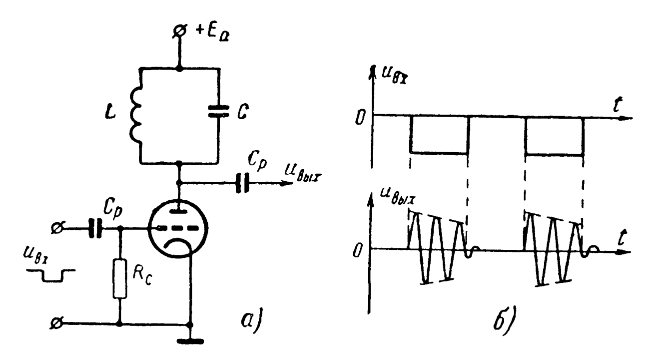


Рис. 23. Контур ударного возбуждения.
а — схема включения; *б* — форма колебаний в нем при действии прямоугольных видеоимпульсов.

в контуре уже успел установиться, то длительность импульса увеличивается примерно в 2 раза, так как длительности фронта и среза равны длительности входного импульса.

Требуемая полоса пропускания контура $2\Delta f$ в зависимости от допустимых искажений импульса выбирается из условия

$$2\Delta f = \frac{1-3}{t_и}.$$

Колебательный характер имеют также переходные процессы в контуре, возникающие при подключении к нему постоянного напряжения.

Большое практическое применение для формирования последовательностей импульсов, используемых для получения масштабных меток в осциллографах и для других целей, имеет параллельный контур, в котором с помощью ламповой схемы возбуждаются медленно затухающие колебания. Такой контур называется контуром ударного возбуждения (рис. 23).

Колебательный контур LC включен в анодную цепь лампы. Когда лампа отперта, через катушку индуктивности L протекает постоянный анодный ток. Колебания в контуре отсутствуют, но в магнитном поле катушки запасена энергия. Для запуска схемы на сетку лампы подают отрицательный импульс, запирающий лампу. При этом запасенная в катушке энергия магнитного поля не исчезает мгновенно, а переходит в энергию электрического поля конденсатора C, которая через некоторое время снова перейдет в энергию магнитного поля катушки и т. д. В контуре возникают медленно затухающие колебания, частота которых определяется параметрами контура L и C. В момент окончания отрицательного импульса на сетке лампа отпирается и колебания быстро затухают, так как контур шунтируется небольшим внутренним сопротивлением лампы.

Частота собственных колебаний в контуре LC отличается большой стабильностью, так как лампа заперта во время колебательного процесса, а параметры контура L и C достаточно стабильны.

12. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЛИНИЯХ

В импульсной технике находят широкое применение длинные линии, представляющие собой электрические цепи с распределенными постоянными. Они состоят как бы из бесконечно большого числа бесконечно малых индуктивностей, емкостей и сопротивлений, равномерно распределенных вдоль проводов линии. Длинные линии могут быть двухпроводными и коаксиальными. Они применяются в качестве колебательных систем на УКВ, в качестве фидеров, для формирования импульсов, задержки импульсов во времени и для других целей.

Различают длинные линии конечной длины и бесконечно длинные линии. В линиях конечной длины образуются стоячие волны напряжения и тока. В бесконечно длинных линиях распространяются бегущие волны напряжения и тока.

Отношение напряжения бегущей волны к току представляет собой сопротивление, которое оказывает линия бегущей волне. Это сопротивление обозначается буквой ρ и называется волновым сопротивлением линии. Волновое сопротивление линии имеет чисто активный характер, не зависит от длины линии, а зависит только от ее параметров.

Например, для коаксиальной линии

$$\rho = \frac{138}{\sqrt{\varepsilon}} \lg \frac{D}{d},$$

где D — диаметр наружного провода линии;
d — диаметр внутреннего провода;
ε — диэлектрическая проницаемость диэлектрика (для полиэтилена $\varepsilon \approx 2,25$).

Бесконечно длинную линию можно заменить линией любой длины, если в точке разрыва нагрузить ее на сопротивление, равное волновому. При этом в линии сохранятся бегущие волны, т. е. напряжение и ток до места разрыва останутся прежними. Идеальная линия без потерь, нагруженная на волновое сопротивление, осуществляет задержку распространяющегося вдоль нее импульса без искажения его формы.

Рассмотрим переходные процессы, происходящие в разомкнутой на конце линии при подключении ее к источнику постоянного напряжения E (рис. 24,*а*).

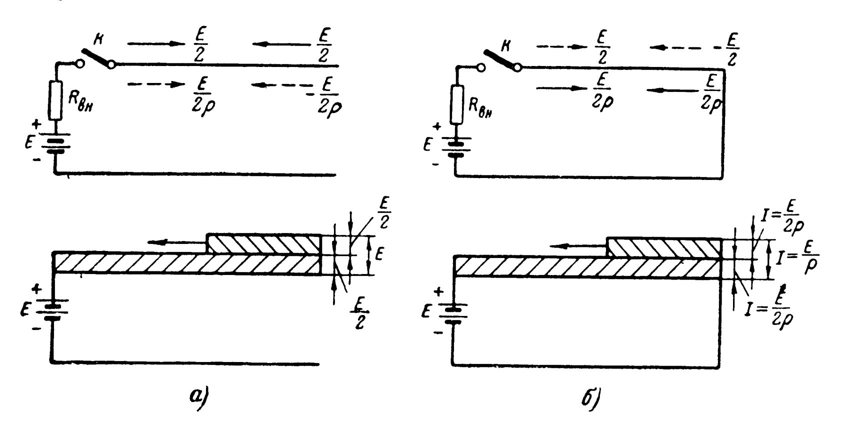


Рис. 24. Переходные процессы в линиях.

а — линия, разомкнутая на конце; *б* — линия, замкнутая накоротко

При внутреннем сопротивлении источника $R_{вн}$, равном волновому сопротивлению линии ρ, напряжение источника E распределяется поровну между $R_{вн}$ и ρ. Поэтому по линии распространяются волна напряжения $E/2$ и волна тока $E/2\rho$. Дойдя до разомкнутого конца линии, волны напряжения и тока отражаются. На конце линии происходит накапливание электрических зарядов, поэтому напряжение на конце линии максимально. Так как ток в конце разомкнутой линии всегда равен нулю, то следовательно, нулю должна быть равна сумма падающей и отраженной волн тока. Поэтому отраженная от разомкнутого конца волна тока по величине равна, но противоположна по знаку падающей волне. Отраженная волна напряжения равна по величине и по знаку падающей волне напряжения.

Через время, равное удвоенному времени распространения волны вдоль линии в прямом направлении, отраженные волны напряжения и тока возвратятся ко входу линии. При $R_{вн} = \rho$ отражения от входа линии не происходит. На линии прямая и отраженная волны напряжения складываются и создают напряжение E, а волны тока взаимно компенсируются, поэтому ток в линии будет равен нулю.

Если линия замкнута на конце накоротко (рис. 24,*б*), то напряжение на замкнутом конце линии равно нулю. Поэтому отраженная волна напряжения противоположна по знаку падающей волне, и напряжение по всей линии устанавливается равным нулю. Ток в конце замкнутой линии максимален. Отраженная волна тока имеет тот же знак, что и падающая волна, поэтому ток на линии устанавливается равным $I=E/\rho$.

Как в разомкнутой, так и в замкнутой на конце линии, переходные процессы заканчиваются после достижения отраженной волной начала линии.

Время распространения волны вдоль линии

$$t=\frac{l}{v}\,10^6\ [\text{мксек}],$$

где l — длина линии, *м*;
v — скорость распространения волны, *м/сек*.

Для линии с воздушным диэлектриком $t=3{,}3\cdot 10^{-3}\,l$ [*мксек*].

Для линии с диэлектриком, имеющим диэлектрическую проницаемость ε:

$$t=3{,}3\cdot 10^{-3}\,l\sqrt{\varepsilon}\ [\text{мксек}].$$

Если, например, коаксиальный кабель с $\varepsilon=2{,}25$ имеет длину $l=200$ *м*, то время распространения импульса (волны) вдоль кабеля (время задержки) будет равно

$$t=3{,}3\cdot 10^{-3}l\sqrt{\varepsilon}=3{,}3\cdot 10^{-3}\cdot 200\sqrt{2{,}25}=1\ \text{мксек}.$$

Если на вход разомкнутой на конце линии поступает положительный импульс, то через время $2t$ импульс вернется к началу линии с той же полярностью и амплитудой. Если положительный импульс подан на вход короткозамкнутой на конце линии, то он вернется к началу линии через время $2t$ с той же амплитудой, но противоположной (отрицательной) полярности.

Если линия нагружена на сопротивление, равное волновому сопротивлению линии ρ, то импульс, дойдя через время t до нагрузки, выделится на нагрузочном сопротивлении без отражения. Если линия нагружена на сопротивление, не равное волновому сопротивлению линии, то отраженная волна будет меньше падающей, так как часть энергии поглотится нагрузкой. Поэтому к началу линии через время $2t$ вернется импульс меньшей амплитуды.

В реальных длинных линиях всегда имеется затухание, поэтому отраженные импульсы имеют меньшую амплитуду, чем подведенные к линии.

13. ЛИНИИ ЗАДЕРЖКИ

В импульсных устройствах часто оказывается нужным задержать импульс или последовательности импульсов. Длительность задержки импульсов (сдвиг импульсов во времени) для различных устройств может быть различной — от нескольких наносекунд до нескольких секунд.

Различают устройства, которые позволяют ввести постоянный, т. е. нерегулируемый сдвиг импульсов во времени (линии задержки), и устройства, позволяющие плавно регулировать сдвиг импульсов, т. е. вводить переменную задержку импульсов.

Задержка импульсов широко применяется в различных импульсных устройствах. Чаще всего она используется, когда необходим запуск или срабатывание нескольких устройств с некоторым сдвигом во времени. Задержка импульсов используется при формировании импульсов, при преобразовании импульсов, для управления работой генераторов импульсов, для кодирования и декодирования импульсных сигналов, в электронно-вычислительных машинах и других устройствах.

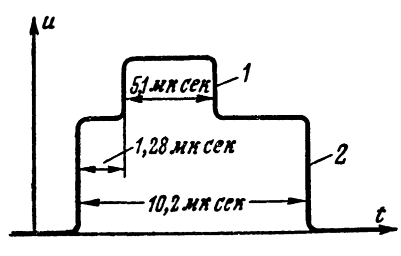


Рис. 25. Форма и взаимное расположение строчного синхронизирующего импульса (*1*) и строчного гасящего импульса (*2*) в телевизионном вещании.

При наблюдении импульсов при помощи осциллографа желательно, чтобы на экране был хорошо виден фронт импульса. Для этого в современных осциллографах имеется возможность задержать подачу регистрируемого импульса на отклоняющие пластины на время (обычно порядка десятых долей микросекунды), нужное для запуска этим же импульсом ждущей развертки электронного луча осциллографа.

В телевидении при формировании полного телевизионного сигнала осуществляют сдвиг импульсов во времени, чтобы сместить начало одного из них относительно другого на заданную величину. Так, строчный синхронизирующий импульс должен быть «насадкой» на более длительном строчном гасящем импульсе, для чего в генераторе синхронизирующих импульсов (синхрогенераторе) его задерживают на время 1,28 *мксек* (рис. 25).

Задержка импульсов применяется также для фиксирования длительности работы импульсных устройств. Если начало срабатывания какого-либо устройства обеспечивается подачей короткого импульса, а момент окончания его работы — приходом задержанного импульса, то длительность работы этого устройства строго фиксирована и равна времени задержки импульса. Следовательно, при помощи линий задержки можно стабилизировать длительность или частоту следования импульсов в различных устройствах, например в релаксационных генераторах импульсов.

Линией задержки (задерживающей цепью) называется линейная электрическая цепь, предназначенная для задержки импульсов на определенный промежуток времени, который зависит от параметров линии.

Линии задержки разделяются на электрические и электромеханические. Электрические линии применяют для задержки импульсов на время от сотых долей микросекунды до десятков микросекунд, а электромеханические линии — для получения значительно большей задержки (до тысячи микросекунд).

Электрические линии задержки. Постоянный сдвиг во времени создается при распространении электромагнитной волны вдоль электрической длинной линии (кабеля), нагруженной на сопротивление, равное волновому сопротивлению линии, т. е. когда линия согласована с нагрузкой.

Основное достоинство длинных линий как задерживающих устройств — неискаженная передача импульсов. Эти линии очень широкополосны. Например, линия передачи в виде коаксиального кабеля с однородным заполнением диэлектриком имеет полосу пропускания порядка 100—1 000 *Мгц*.

Главные недостатки линии задержки в виде обычного коаксиального кабеля (РК-1, РК-3, РК-20 и др.) заключены в малой задержке на единицу длины и низком значении волнового сопротивления (50—150 *ом*).

Скорость распространения электромагнитных волн вдоль коаксиального кабеля

$$v = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon}} \ [м/сек],$$

где c — скорость света, *м/сек*;

ε — относительная диэлектрическая проницаемость диэлектрика.

Для кабеля с полиэтиленовой изоляцией $\varepsilon = 2{,}25$ и $v = \frac{3 \cdot 10^8}{2{,}25} = 2 \cdot 10^8$ *м/сек* $= 200$ *м/мксек*.

Следовательно, для задержки импульса в такой линии на 1 *мксек* длина кабеля должна быть равна 200 *м*. Поэтому линии задержки в виде коаксиального кабеля применяют только для задержки импульсов на время, измеряемое наносекундами, например в скоростных осциллографах, генераторах наносекундных импульсов и др.

В последние годы разработаны и выпускаются промышленностью специальные искусственные линии задержки (РКЗ-400, РКЗ-401 и др.) с пониженной скоростью распространения v и увеличенным волновым сопротивлением ρ. Эти линии называются однородными, так как имеют практически равномерно распределенные емкости и индуктивности. В них один из проводов линии свернут в виде спирали, поэтому такие линии иногда называют спиральными.

В однородных спиральных линиях можно получить задержку порядка 0,1 *мксек* на 1 *см* длины линии при волновом сопротивлении порядка 1 000 *ом*. Однако спиральные линии обладают значительным недостатком. Между соседними витками спирали образуется паразитная емкость $C_п$, которая шунтирует индуктивность ячейки L. Чем больше емкость $C_п$, тем сильнее искажение формы импульса на выходе линии.

В однородных спиральных линиях задержка уменьшается с увеличением частоты, что приводит к асимметрии выходных импульсов и уменьшению крутизны фронта. Для коррекции искажений линии иногда усложняют, помещая тонкие пластинки вдоль всей оси спирали или отдельных ее участков. Улучшения качественных показателей однородной спиральной линии задержки можно добиться также, используя для увеличения погонной индуктивности гибкий фер-

ромагнитный сердечник с высокой магнитной проницаемостью μ.

Полоса пропускания для однородных спиральных линий задержки может быть получена порядка 5—15 *Мгц*, что позволяет получить на нагрузке импульсы с длительностью фронта порядка 0,1 *мксек.*

В однородных спиральных линиях можно получить плавную регулировку задержки импульса путем перемещения скользящего контакта вдоль витков спирали.

Однородные линии задержки применяют обычно для получения задержки на время не более 1 *мксек.*

Для получения задержки импульсов на время от долей микросекунды до нескольких десятков микросекунд применяются цепочечные линии, представляющие собой искусственные линии с сосредоточенными параметрами, т. е. неоднородные линии.

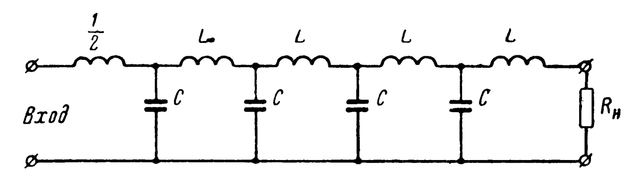


Рис. 26. Цепочечная линия задержки с сосредоточенными параметрами.

Цепочечные линии задержки (рис. 26) собираются путем последовательного соединения значительного количества ячеек (звеньев), каждая из которых содержит сосредоточенные элементы L и C в виде катушки индуктивности и конденсатора.

Время задержки импульса на одну ячейку равно $\sqrt{LC}$. Если число ячеек линии n, то время задержки всей линии определится из выражения

$$t_з = n\sqrt{LC}.$$

Волновое сопротивление линии $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$.

Цепочечная линия, также как и однородная, должна быть нагружена на сопротивление, равное волновому.

Для того чтобы цепочечная линия пропустила без значительных искажений импульс длительностью $t_и$ с задержкой во времени $t_з$, необходимо, чтобы частотная характеристика линии была равномерной, а фазовая характеристика линейной в области частот до $\frac{2-4}{t_и}$. При таком выборе полосы фронт и срез импульса на выходе линии имеют продолжительность около $0{,}2\,t_и$.

Исходя из этого условия, можно получить приближенные расчетные формулы для определения элементов линии L и C, а также

числа ячеек n по заданным сопротивлению нагрузки $R_{н}$, времени задержки $t_{з}$ и длительности импульса $t_{и}$:

$$L = 0,1 t_{и} R_{н}; \ C = 0,1 \frac{t_{и}}{R_{н}}; \ n = \frac{t_{з}}{\sqrt{LC}}.$$

Пример. Рассчитаем линию для задержки импульсов длительностью 1 *мксек* на время 2 *мксек* при сопротивлении нагрузки $R_{н} = 2$ *ком*:

$$L = 0,1 \, t_{и} R_{н} = 0,1 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 10^{3} = 2 \cdot 10^{-4} \text{ гн} = 200 \text{ мкгн};$$

$$C = 0,1 \frac{t_{и}}{R_{н}} = \frac{0,1 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 10^{3}} = 50 \cdot 10^{-12} \text{ ф} = 50 \text{ пф};$$

$$n = \frac{t_{з}}{\sqrt{LC}} = \frac{2 \cdot 10^{-6}}{\sqrt{200 \cdot 10^{-6} \cdot 50 \cdot 10^{-12}}} \approx 15.$$

В настоящее время промышленность выпускает несколько типовых цепочечных искусственных линий, большинство из которых герметизируют для защиты от влияния влаги. Конструктивно цепочечная линия представляет собой текстолитовый стержень, на котором укреплены катушки индуктивности с сердечниками из магнитодиэлектрика и конденсаторы.

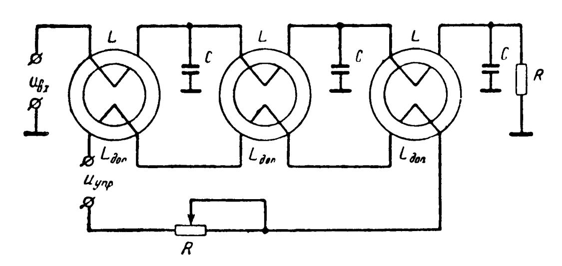


Рис. 27. Схема линии задержки, допускающей плавное регулирование задержки импульсов.

На рис. 27 приведена схема для плавного регулирования задержки импульсов при помощи искусственной цепочечной линии задержки, катушки индуктивности которой L представляют собой обмотки на магнитных сердечниках тороидальной формы. На каждом сердечнике намотана также дополнительная обмотка $L_{доп}$. Все дополнительные обмотки включают последовательно с источником управляющего напряжения $u_{упр}$. Реостатом R изменяют ток через дополнительные обмотки — ток подмагничивания сердечников. При этом изменяется индуктивность основных обмоток сердечников L, а следовательно, и время задержки $t_{з} = n\sqrt{LC}$ (n — число звеньев линии).

Чтобы обмотки подмагничивания не вносили дополнительного затухания, в их цепи включают высокочастотные дроссели или размещают их на двух торах со встречным включением в то время как основную обмотку размещают на обоих торах согласно.

Устройство можно применять для задержки импульсов, имеющих длительность порядка микросекунд. Более короткие импульсы искажаются цепочечной линией, поэтому для их задержки применяют однородные линии задержки с распределенными параметрами.

Большие пределы регулировки задержки импульсов в рассматриваемой схеме получить затруднительно, так как при изменении индуктивности L изменяется волновое сопротивление линии $\rho=\sqrt{L/C}$, что нарушает согласование линии с нагрузочным сопротивлением R.

Для ступенчатого изменения времени задержки импульсов может применяться переключение числа звеньев цепочечной линии или отрезков однородной линии задержки при помощи механических или электронных переключателей.

Электромеханические линии задержки. Для задержки импульсных сигналов на время порядка сотен и тысяч микросекунд применяют электромеханические линии задержки. Используемые в них механические колебания имеют ультразвуковые частоты, поэтому электромеханические линии задержки называют также ультразвуковыми. Механические колебания распространяются в твердой или жидкой среде со скоростью звука, что дает возможность получить значительное время задержки при небольших длинах линий.

В зависимости от способа преобразования сигналов различают ультразвуковые линии с пьезоэлектрическими преобразователями и магнитострикционные линии.

Ультразвуковые линии задержки с пьезоэлектрическими преобразователями представляют собой сосуд, наполненный водой, ртутью или твердым заполнителем, с обеих сторон которого помещены кварцевые пластины. К одной пластине подводят задерживаемый импульс, предварительно преобразованный в импульс высокочастотных колебаний (10—15 *Мгц*). Под их воздействием кварцевая пластина начинает колебаться, вызывая в среде механические ультразвуковые волны. Когда волны достигают второй кварцевой пластины, они преобразуются ею в электрические колебания, после детектирования которых получается исходный импульс, задержанный во времени. Для увеличения времени задержки иногда применяется многократное отражение волны.

В магнитострикционных линиях задержки для возбуждения ультразвуковой волны используется явление магнитострикции, состоящее в том, что некоторые металлы (никель, кобальт и др.) и сплавы изменяют свои размеры под действием магнитного поля. Линия состоит из длинного стержня, на который надевают передающую и приемную катушки. Под действием импульса тока в передающей катушке в стержне возникают ультразвуковые волны сжатия и растяжения, распространяющиеся в обе стороны. Концы стержня закрепляют в поглощающих прокладках, поэтому одна из волн сразу затухает, а вторая движется к подмагничиваемой приемной катушке. Волна возбуждает в ней электрический импульс, задержанный относительно входного. Регулируя расстояние

между катушками, можно изменять величину задержки. Для никеля она составляет около 2 *мксек* на сантиметр длины.

Ультразвуковые и магнитострикционные линии задержки применяются также в качестве запоминающих элементов в электронных вычислительных машинах. Электрические сигналы с выхода линии в этом случае снова поступают на ее вход. Любой импульс или последовательность импульсов могут циркулировать в линии (с усилением для компенсации затухания) до тех пор, пока они не потребуются в каком-либо из устройств вычислительной машины.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

УСИЛИТЕЛИ ИМПУЛЬСОВ

В импульсных устройствах часто возникает необходимость усиления импульсных сигналов без изменения их формы, т. е. с минимальными искажениями. Для этого электронная лампа, также как транзистор, используемые как усилители импульсов, должны работать в линейном усилительном режиме (в области линейных участков характеристик).

В гл. 1 было показано, что импульсные сигналы имеют широкий спектр частот. Поэтому усилители импульсов должны быть достаточно широкополосными, чтобы усиливать импульсы с возможно меньшими искажениями их формы. Частотный диапазон усилителей импульсов должен быть от нескольких герц до десятков мегагерц. В телевидении необходимость усиливать широкую полосу частот возникает из-за большого числа элементов разложения изображения. Импульсные усилители, применяемые для усиления телевизионных видеоимпульсов, обычно называют видеоусилителями.

Импульсные усилители широко применяют в системах автоматического управления и контроля, при научных исследованиях, в радиолокационных, радионавигационных и счетно-решающих устройствах, в импульсных системах связи и в других устройствах.

14. ИСКАЖЕНИЯ ФОРМЫ И ИМПУЛЬСОВ ПРИ УСИЛЕНИИ

При усилении прямоугольного импульса форма его неизбежно искажается (рис. 28) — растягиваются фронт, срез и возникает спад вершины. Кроме того, могут возникнуть верхний и нижний (обратный) выбросы.

Отклонение формы импульса от прямоугольной оценивается следующими параметрами:

а) длительностью фронта (временем нарастания или временем установления импульса) $t_ф$;

б) длительностью среза (временем спадания импульса) $t_с$;

в) величиной нижнего (обратного) выброса $\Delta u_н$;

г) величиной спада плоской части импульса Δu.

Искажения импульса обычно считаются допустимыми, если

$$t_ф \leqslant 0,1 t_и \text{ и } \Delta u \leqslant 0,1 U_m,$$

где $t_и$ — длительность импульса;
U_m — амплитуда импульса.

Искажения, возникающие при усилении импульсов, могут быть нелинейными и линейными.

Источником нелинейных искажений служит нелинейность характеристик электронной лампы или транзистора, используемых в усилителе. Для уменьшения нелинейных искажений входной сигнал не должен попадать на нелинейные участки характеристик и в область положительных напряжений на сетке лампы (в область сеточных токов).

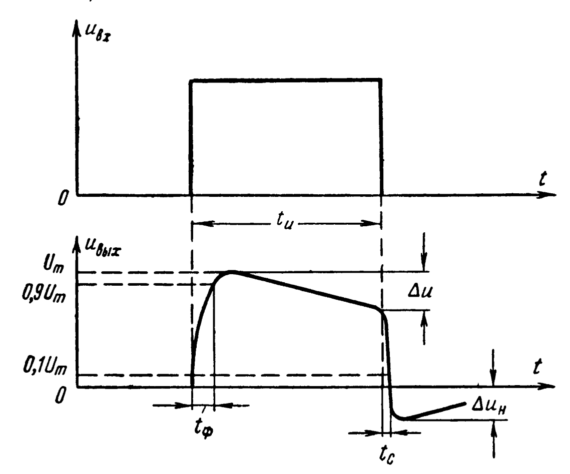


Рис. 28. Искажения формы прямоугольного импульса усилителем.

Нелинейные искажения оцениваются по амплитудной характеристике усилителя — зависимости между мгновенными значениями выходного и входного напряжения (рис. 29).

Идеальная амплитудная характеристика должна быть прямой линией. В телевизионных видеоусилителях иногда специально искривляют амплитудную характеристику при помощи гамма-корректоров, чтобы исправить нелинейные искажения, возникающие при передаче и приеме изображения, и улучшить градации яркости изображения.

Линейные искажения возникают из-за переходных процессов в реактивных элементах(емкостях и индуктивностях) усилителя при воздействии на него входного импульса. Различают частотные и фазовые линейные искажения. Их можно оценивать по амплитудно-частотным и фазово-частотным характеристикам или по переходным характеристикам усилителя.

Амплитудно-частотной или частотной характеристикой усилителя называется зависимость коэффициента усиления K от частоты f (рис. 30,*а*). Идеальная частотная характеристика имеет вид прямой горизонтальной линии. Из-за наличия в схеме емкостей и индуктивностей реальная частотная характеристика имеет завалы в области нижних и верхних частот. Неодинаковое усиление раз-

личных гармоник спектра усиливаемого сигнала и приводит к искажениям его формы.

Однако частотная характеристика не дает полного представления об искажении формы сигнала. Необходимо также знать, какой фазовый сдвиг вносится усилителем для каждой гармоники спектра частот усиливаемого сигнала.

Фазовой или фазово-частотной характеристикой усилителя называется зависимость угла сдвига фазы φ между входным и выходным напряжением от частоты f (рис. 30,*б*).

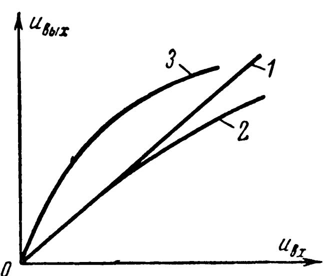


Рис. 29. Амплитудная характеристика усилителя.

1 — идеальная; *2* — реальная; *3* — с гамма-коррекцией.

Если фазовая характеристика линейна, т. е. вносимый усилителем угол сдвига фазы пропорционален частоте, то усилитель не изменяет формы усиливаемых сигналов, а только сдвигает сигнал во времени.

На рис. 30,*г* (верхний график) показан входной сигнал (сплошная линия), состоящий из основной частоты и третьей гармоники (пунктирные линии). Если при прохождении через усилитель основная частота и третья гармоника сдвинутся на одинаковый угол, например 90°, то форма выходного сигнала $u'_{вых}$ будет сильно отличаться от формы входного сигнала. Если же основная частота сдвинется на 90°, а третья гармоника на $90 \cdot 3 = 270°$, т. е. сдвиг фазы будет пропорционален частоте, то форма $u''_{вых}$ не будет отличаться от формы $u_{вх}$, но выходной сигнал будет сдвинут относительно входного на время t.

Таким образом, для неискаженного воспроизведения формы импульса, кроме равномерности частотной характеристики, требуется также обеспечить одновременный приход на выход усилителя всех основных гармоник спектра импульса (всей группы частотных составляющих импульса). Поэтому фазовые искажения отсутствуют, если характеристика группового времени распространения (задержки) $t_{гр}$ имеет вид горизонтальной прямой (рис. 30, *в*).

Фазовые искажения имеют большое значение при усилении импульсных и телевизионных сигналов. В усилителях звуковых сигналов наличие фазовых искажений не влияет на восприятие звука, так как ухо реагирует только на соотношение амплитуд спектра колебаний и не реагирует на фазовые сдвиги между гармониками спектра.

Вместо измерения амплитудно-частотных и фазово-частотных характеристик усилителя очень часто усилители импульсов оценивают по переходным характеристикам, которые служат критерием для оценки величины и характера искажений импульсов.

Переходной характеристикой усилителя называется форма сигнала, полученная на его выходе при подаче на вход единичного ступенчатого сигнала, равного нулю при $t<0$ и равного единице при $t>0$ (рис. 31). Характеристика называется переходной потому, что она характеризует свойство усилителя реагировать на мгновенный переход от одного состояния, когда входной сигнал равен ну-

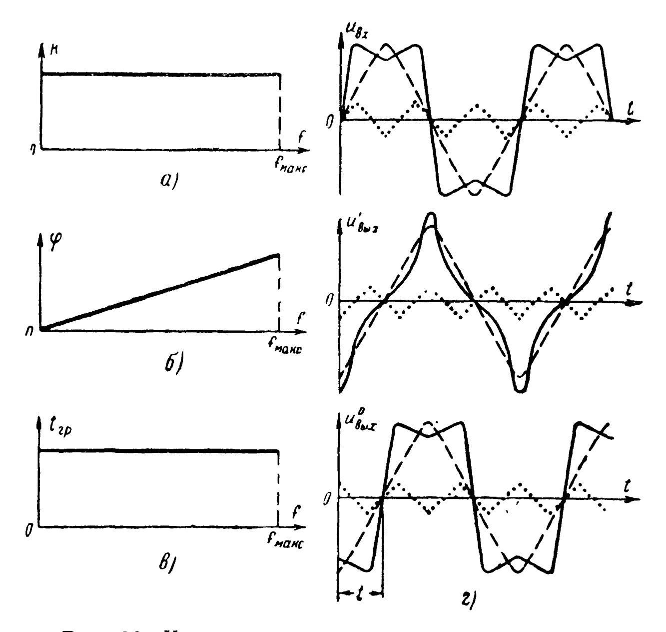


Рис. 30. Характеристики идеального усилителя.
а — амплитудная, *б* — фазовая; *в* — группового времени распространения; *г* — временные диаграммы, поясняющие возникновение фазовых искажений и задержки.

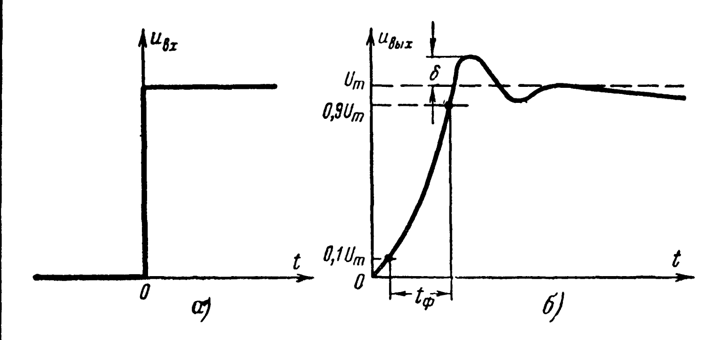


Рис. 31. Единичный ступенчатый сигнал (*а*) и переходная характеристика усилителя (*б*).

лю, к другому состоянию, когда на вход подан импульс напряжения. При измерении переходных характеристик применяют прямоугольные импульсы, имеющие значительно большую длительность, чем длительность переходных процессов в схеме. Искажения, происходящие при прохождении этих импульсов через усилитель, делятся на два вида: искажения фронта и искажения вершины импульсов. Искажения фронта проявляются в том, что вместо мгновенного скачка напряжения возникает его наклон и выбросы над плоской частью. Искажения фронта указывают на частотные и фазовые искажения в области высших частот спектра импульса. Искажения вершины импульса проявляются в постепенном спаде выходного напряжения; они указывают на частотные и фазовые искажения в области нижних частот спектра импульса.

15. РЕОСТАТНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ ИМПУЛЬСОВ

Реостатный усилитель, у которого в качестве анодной (коллекторной) нагрузки применяется резистор, представляет собой основную схему усилителя импульсов. Он используется для усиления импульсных сигналов, имеющих длительность не менее нескольких микросекунд. При импульсах меньшей длительности обычно применяют реостатную схему с высокочастотной коррекцией.

Ламповые усилители импульсов обычно собирают на высокочастотных пентодах, а полупроводниковые — на высокочастотных транзисторах.

На рис. 32,*а* приведена принципиальная схема реостатного усилительного каскада, собранного на пентоде, а на рис. 32,*б* — его эквивалентная схема. Емкости $C_э$ и $C_к$ берутся обычно большой величины, чтобы они не влияли на характеристики каскада.

Переходная цепь $C_р$, $R_с$ влияет на воспроизведение низкочастотных составляющих спектра импульса. Для них величина емкостного сопротивления сравнима с величиной активного, поэтому значительная часть напряжения падает на конденсаторе и выходное напряжение снижается. Частоту $f_н$, на которой усиление снижается на 30%, называют нижней граничной частотой усилителя:

$$f_н = \frac{1}{2\pi C_р R_с}.$$

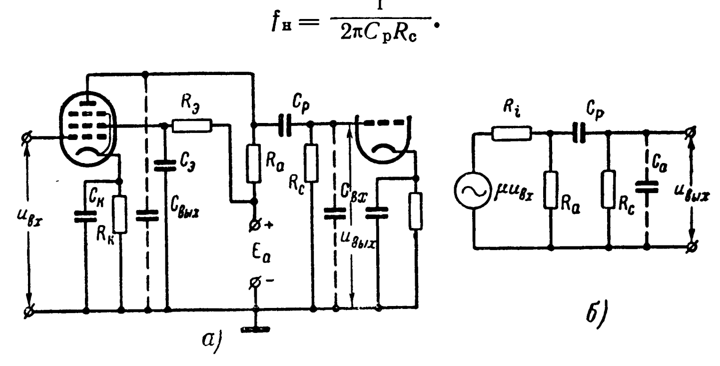


Рис. 32. Реостатный усилительный каскад.
а — принципиальная схема; *б* — эквивалентная схема.

Если при расчете каскада задана частота $f_н$, то сопротивление резистора $R_с$ выбирают порядка сотен килоом и по формуле находят емкость конденсатора $C_р$. Обычно она получается порядка тысяч пикофарад.

Искажения на низких частотах вызывают спад плоской части импульса Δu. Поэтому величину $C_р$ можно рассчитать также по заданной допустимой величине Δu. Чтобы спад плоской части импульса не был выше допустимого, постоянная времени цепи связи $\tau_с = R_с C_р$ не должна быть мала.

На воспроизведение высокочастотных составляющих спектра импульса влияют сопротивление резистора анодной нагрузки $R_а$ и распределенная емкость анодной цепи каскада $C_а$, т. е. постоянная времени анодной цепи $\tau_а = R_а C_а$.

Емкость $C_а$ представляет собой сумму выходной емкости лампы данного каскада ($C_{вых}$), входной емкости следующего каскада ($C_{вх}$) и емкости монтажа ($C_м$). Емкости $C_{вых}$ и $C_{вх}$ — единицы или десятки пикофарад. Емкость $C_м$ при хорошем монтаже — порядка 10 *пф*. Поэтому емкость $C_а$ невелика и влияет на воспроизведение только высокочастотных составляющих спектра импульса С ростом частоты увеличивается шунтирующее действие емкости $C_а$ и выходное напряжение снижается. Частоту $f_в$, на которой усиление снижается на 30%, называют верхней граничной частотой усилителя:

$$f_в = \frac{1}{2\pi C_а R_а}.$$

Если при расчете задана частота $f_в$, то величина $C_а$ определяется выбором лампы, и можно рассчитать величину наибольшего допустимого сопротивления резистора $R_а$.

Искажения на высоких частотах вызывают увеличение длительности фронта импульса $t_ф$ (времени установления), которая для одного каскада подсчитывается по формуле

$$t_ф = 2{,}2\,\tau_а = 2{,}2\,R_а C_а.$$

Чем меньше постоянная времени анодной цепи $\tau_а$, тем меньше длительность фронта, т. е. напряжение установится быстрее.

Связь между длительностью фронта импульса и верхней граничной частотой выражается формулой

$$t_ф = \frac{0{,}35}{f_в}.$$

На рис. 33 приведены частотная и фазовая характеристики реостатного усилителя без коррекции.

Коэффициент усиления каскада реостатного усилителя на средних частотах рассчитывают по формуле

$$K_{ср} = SR_а,$$

где S — крутизна характеристики лампы.

Эта формула применима при $R_а \ll R_i$, что всегда выполняется для усилителей на пентодах.

Для усилителей коротких импульсов, которые должны иметь широкую полосу пропускания, величина R_a не превышает сотен омов и $K_{ср}$ имеет величину порядка нескольких единиц.

Перемножив левые и правые части формул для $f_в$ и $K_{ср}$, получим выражение:

$$K_{ср} f_в = \frac{S}{2\pi C_а}.$$

Величина $f_в$ определяет полосу пропускания усилителя. Произведение $K_{ср} f_в$, соответствующее площади частотной характеристики, называется площадью усиления. Площадь усиления — постоянная

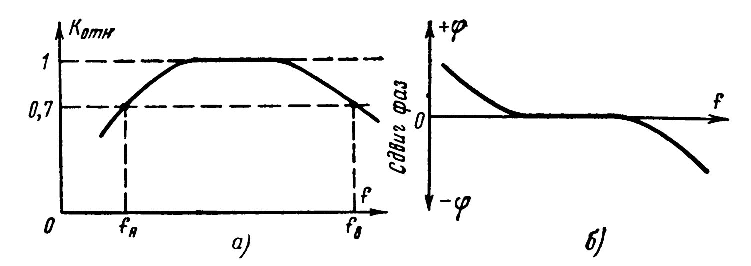


Рис. 33. Частотная (*а*) и фазовая (*б*) характеристики реостатного усилительного каскада.

$K_{отн}$ — относительный коэффициент усиления; φ — угол сдвига фаз выходного напряжения относительно входного.

величина, прямо пропорциональная крутизне характеристики лампы и обратно пропорциональная емкости анодной цепи.

Если, например, $S = 9$ *ма/в* и $C_а = 25$ *пф*, то

$$K_{ср} f_в = \frac{S}{2\pi C_а} = \frac{9 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 25 \cdot 10^{-12}} = 60 \cdot 10^6 \text{ гц} = 60 \text{ Мгц}.$$

Поэтому от каскада на такой лампе можно получить коэффициент усиления 10 при полосе пропускания 6 *Мгц*, а если нужно получить полосу пропускания в 10 *Мгц*, то коэффициент усиления не превысит 6.

Отношение $\frac{S}{2\pi C_а}$ характеризует усилительные свойства лампы при широкополосном усилении и поэтому его иногда называют „широкополосностью" лампы. Современные широкополосные лампы с большой крутизной характеристики и малыми входной и выходной емкостями (6Ж4, 6П9, 6Ж1П, 6П15П и др.) имеют величину $\frac{S}{2\pi C_а}$ порядка 60 — 90 *Мгц*, а лампы с мелкоструктурной сеткой (6Ж9П, 6Ж11П, 6Э5П и др.) 160 — 200 *Мгц*.

Так как коэффициéнт усиления каскада усилителя импульсов не может быть большим, то обычно применяют многокаскадные усилители. Но при увеличении числа каскадов уменьшается полоса воспроизводимых частот усилителя, т. е. увеличиваются длительность фронта и спад плоской части импульса.

Для того чтобы воспроизвести заданную полосу частот многокаскадным усилителем, каждый его каскад должен иметь значительно более широкую полосу пропускания (в трехкаскадном усилителе в 2 раза, в шестикаскадном усилителе в 3 раза и т. д.). Но расширение полосы частот путем уменьшения сопротивления анодной нагрузки каскада снижает коэффициент усиления каждого каскада. Поэтому для расширения полосы пропускания усилителей импульсов применяют специальные методы коррекции.

Пример. Рассчитаем реостатный усилитель импульсов без коррекции для получения общего коэффициента усиления $K_{\text{общ}} = 350$ при длительности импульса $t_{\text{и}} = 5$ *мксек*. На выходе схемы нужно получить длительность фронта $t_{\text{ф}} = 0{,}1$ *мксек* и относительный спад плоской части импульса $\delta = \dfrac{\Delta u}{U_m} = 0{,}1$. Емкость нагрузки $C_{\text{н}} = 50$ *пф*.

Выбираем тип ламп 6Ж4, для которой $S = 9$ *ма/в* и $C_{\text{а}} = 25$ *пф*.

По $K_{\text{общ}}$ определяем, что для усилителя необходимы три каскада ($N = 3$).

Длительность фронта для одного каскада

$$t_{\text{ф}1} = t_{\text{ф}}/\sqrt{N} = 0{,}1/\sqrt{3} = 0{,}058 \text{ мксек}.$$

Сопротивление анодной нагрузки для первых двух каскадов

$$R_{\text{а}1} = R_{\text{а}2} = t_{\text{ф}1}/2{,}2C_{\text{а}} = \frac{0{,}058 \cdot 10^{-6}}{2{,}2 \cdot 25 \cdot 10^{-12}} = 1\,000 \text{ ом} = 1 \text{ ком}.$$

Сопротивление анодной нагрузки выходного каскада

$$R_{\text{а}3} = t_{\text{ф}1}/2{,}2C_{\text{н}} = \frac{0{,}058 \cdot 10^{-6}}{2{,}2 \cdot 50 \cdot 10^{-12}} = 510 \text{ ом}.$$

Постоянная времени цепей связи

$$\tau_{\text{с}} = Nt_{\text{и}}/\delta = 3\,\frac{5 \cdot 10^{-6}}{0{,}1} = 150 \cdot 10^{-6} \text{ сек}.$$

Выбираем $R_{\text{с}} = 100$ *ком*. Тогда

$$C_{\text{р}} = \tau_{\text{с}}/R_{\text{с}} = \frac{150 \cdot 10^{-6}}{100 \cdot 10^{3}} = 1\,500 \cdot 10^{-12} \text{ ф} = 1\,500 \text{ пф}.$$

Коэффициенты усиления первого и второго каскадов

$$K_1 = K_2 = SR_{\text{а}1} = 9 \cdot 10^{-3} \cdot 1\,000 = 9.$$

Коэффициент усиления выходного каскада

$$K_3 = SR_{а3} = 9 \cdot 10^{-3} \cdot 500 = 4,5.$$

Общий коэффициент усиления

$$K = K_1 K_2 K_3 = 9 \cdot 9 \cdot 4,5 = 365,$$

что несколько превышает заданную величину.

16. УСИЛИТЕЛИ С ВЫСОКОЧАСТОТНОЙ КОРРЕКЦИЕЙ

Частотная характеристика реостатного усилителя в области высоких частот может быть расширена путем включения последовательно с сопротивлением анодной нагрузки $R_а$ корректирующей

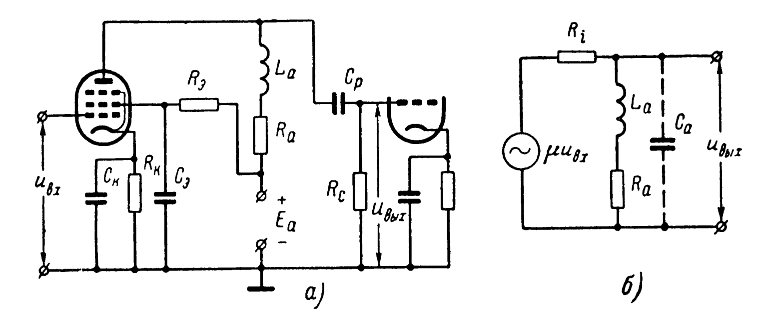


Рис. 34. Усилительный каскад с простой высокочастотной коррекцией.

а — принципиальная схема; *б* — эквивалентная схема для высоких частот.

катушки $L_а$ небольшой индуктивности. Такую схему называют схемой простой высокочастотной коррекции или схемой параллельной коррекции (рис. 34).

Из эквивалентной схемы каскада видно, что на низких и средних частотах сопротивление шунтирующей емкости $C_а$ велико, а сопротивление катушки $L_а$ мало. Поэтому ими можно пренебречь и считать, что нагрузкой служит только резистор $R_а$.

На высоких частотах емкостное сопротивление $X_C = \frac{1}{2\pi f C_а}$ уменьшается и частотная характеристика при отсутствии индуктивности должна была бы спадать. Включением индуктивности $L_а$ добиваются того, чтобы в той области частот, где начинается уменьшение усиления, проявлялись резонансные свойства параллельного колебательного контура, образованного элементами $L_а$ и $C_а$. Сопротивление параллельного контура вблизи резонансной частоты наибольшее. Поэтому в области частот, близких к резонансной, усиление каскада выравнивается, так как усиление про-

порционально величине анодной нагрузки. При этом уменьшается также время нарастания переходной характеристики.

Оптимальная величина добротности контура $Q = \frac{1}{R_a}\sqrt{\frac{L_a}{C_a}}$ равна 0,64. При большей величине Q частотная характеристика будет иметь подъем на резонансной частоте, а переходная характеристика — выброс над плоской частью.

На частотах, превышающих резонансную частоту контура, усиление каскада начинает спадать, так как сопротивление анодной нагрузки снова уменьшается.

При $Q=0{,}64$ полоса пропускания каскада расширяется в 1,72 раза.

Применение простой высокочастотной коррекции уменьшает также и фазовые искажения, так как емкость C_a вызывает отрицательный сдвиг фазы выходного напряжения, а индуктивность L_a — положительный.

Если расширения полосы пропускания не требуется, то включением катушки L_a можно увеличить коэффициент усиления каскада по сравнению с каскадом без коррекции при той же полосе пропускания.

Так, если для усилителя без коррекции сопротивление анодной нагрузки определяется по формуле

$$R_a = \frac{t_ф}{2{,}2C_a},$$

то для усилителей с коррекцией $R_a = \frac{t_ф}{1{,}31C_a}$ при допустимом выбросе δ переходной характеристики до 1%, или $R_a = \frac{t_ф}{1{,}22C_a}$ при допустимом выбросе до 6%.

Индуктивность корректирующей катушки L_a рассчитывают по формулам: $L_a = 0{,}36R_a^2C_a$ при допустимом выбросе δ до 1% или $L_a = 0{,}5R_a^2C_a$ при допустимом выбросе δ до 6%.

Пример. В предыдущем примере величина R_a в первых двух каскадах равнялась 1 000 *ом*. Применение простой высокочастотной коррекции позволит увеличить R_a до:

$$R_a = \frac{t_ф}{1{,}31C_a} = \frac{0{,}058\cdot10^{-6}}{1{,}31\cdot25\cdot10^{-12}} = 1\,800 \text{ ом при } \delta \leqslant 1\%,$$

или $R_a = \frac{t_ф}{1{,}22C_a} = 1\,900$ *ом* при $\delta \leqslant 6\%$.

При этом коэффициент усиления каскада вместо 9 получается равным

$K = SR_a = 9\cdot10^{-3}\cdot1\,800 = 14{,}4$ при $\delta \leqslant 1\%$ или $K = 16{,}2$ при $\delta \leqslant 6\%$.

$L_a = 0{,}36R_a^2C_a = 0{,}36\cdot1\,800^2\cdot25\cdot10^{-12} = 29\cdot10^{-6}$ *гн* $= 29$ *мкгн* при $\delta \leqslant 1\%$, или $L_a = 0{,}5R_a^2C_a = 41$ *мкгн* при $\delta \leqslant 6\%$.

Схема простой высокочастотной коррекции позволяет получить расширение полосы частот в 1,7—1,8 раза по сравнению с некорректированным усилителем. Для еще большего расширения полосы частот (до 2—2,4 раза по сравнению с некорректированным усилителем) применяют схемы сложной высокочастотной коррекции (рис. 35). В них элементы коррекции включают так, чтобы разделить емкости $C_{вых}$ и $C_{вх}$. В схемах сложной коррекции применяют две корректирующие катушки.

На рис. 35,*а* приведен вариант схемы, где цепь L_2, $C_{вх}$ имеет последовательный резонанс вблизи верхней граничной частоты. На этих частотах напряжение сигнала на сетке лампы следующего каскада увеличивается (на емкости $C_{вх}$) и частотная характеристика выравнивается. Для уменьшения резонансного пика катушку L_2 часто шунтируют резистором $R_ш$.

На рис. 35,*б* корректирующая катушка L_2 включена между анодом лампы и резистором $R_а$, что уменьшает влияние выходной емкости лампы $C_{вых}$.

Недостатки сложной высокочастотной коррекции заключаются в сложности настройки каскадов и критичности к смене ламп, так как из-за разброса их параметров значительно изменяется форма частотной характеристики. Поэтому в усилителях импульсов схема простой высокочастотной коррекции применяется чаще.

Рис. 35. Схемы сложной высокочастотной коррекции.

а — катушка L_2 включена в цепь сетки последующего каскада; *б* — то же в анодную цепь лампы.

Для высокочастотной коррекции в усилителях импульсов часто применяется отрицательная обратная связь, также повышающая стабильность коэффициента усиления и уменьшающая частотные и нелинейные искажения.

Обычно используют отрицательную обратную связь по току, получаемую включением элементов $R_к$, $C_к$ в цепь катода. Емкость $C_к$ в отличие от схемы катодного автоматического смещения имеет небольшую величину (сотни пикофарад). На низких и средних ча-

стотах емкостное сопротивление $X_C = \frac{1}{2\pi f C_к}$ много больше активного сопротивления $R_к$, поэтому емкость $C_к$ не шунтирует $R_к$. В катодной цепи возникает напряжение обратной связи, которое уменьшает действующее на сетке лампы напряжение сигнала и снижает коэффициент усиления. С повышением частоты сигнала емкостное сопротивление уменьшается, и поэтому уменьшается общее сопротивление катодной цепи. Отрицательная обратная связь становится меньше, и коэффициент усиления растет. Это повышение коэффициента усиления на верхних частотах компенсирует спад частотной характеристики (увеличение длительности фронта импульса), обусловленный емкостью анодной цепи $C_а$.

17. НИЗКОЧАСТОТНАЯ КОРРЕКЦИЯ

В реостатном усилителе на низких частотах из-за имеющейся цепи межкаскадной связи $C_р$, $R_с$ происходит уменьшение усиления и появление фазовых искажений. Образуется спад плоской части импульса.

Чем больше постоянная времени сеточной цепи $\tau_с = R_с C_р$, тем медленнее спадает напряжение. Но разделительный конденсатор $C_р$ должен быть малого размера, так как большие конденсаторы имеют большую распределенную емкость относительно шасси, что приводит к значительному падению усиления на высоких частотах. Ем-

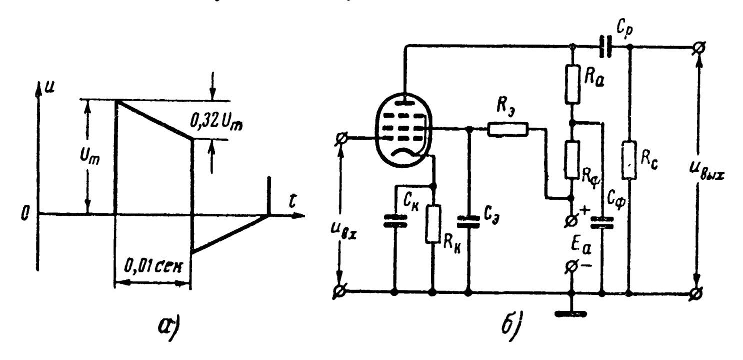


Рис. 36. Низкочастотная коррекция.

а — спад плоской части импульса; *б* — принципиальная схема усилительного каскада с корректирующим фильтром $R_ф$, $C_ф$.

кость же небольших по размерам переходных конденсаторов не превышает 0,01—0,05 *мкф*. Увеличение же $\tau_с$ путем выбора большего сопротивления резистора $R_с$ также не рекомендуется, так как при большой величине $R_с$ ток сетки создает на нем заметное падение напряжения и положение рабочей точки на характеристике лампы становится неустойчивым; возникают искажения формы сигнала. Величина $R_с$ берется обычно не более 0,5 *Мом*, поэтому наибольшая величина $\tau_с$ составляет примерно 0,025 *сек*.

Это значит, что импульсный сигнал длительностью 0,01 *сек*, соответствующий кадру телевизионного изображения, в котором верхняя половина, например, светлая, а нижняя — темная, спадет к окончанию импульса на 32% своей первоначальной величины (рис. 36,*а*). Это приведет к неравномерному распределению яркости по экрану телевизора.

Для коррекции низкочастотных искажений в усилителях импульсов применяют простую схему с *RC*-фильтром в анодной цепи (рис. 36,*б*).

Фильтр $R_ф C_ф$ компенсирует уменьшение усиления на низких частотах, возникающее из-за переходной цепи $C_р$, $R_с$. На низких частотах емкостное сопротивление

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C_ф}$$

возрастает и поэтому конденсатор $C_ф$ не шунтирует сопротивление $R_ф$. Общее сопротивление анодной нагрузки увеличивается, и коэффициент усиления каскада возрастает.

Для поддержания выходного сигнала в течение длительного времени неизменным постоянная времени цепи заряда конденсатора $C_ф$ должна быть равна постоянной времени цепи заряда конденсатора $C_р$. Поэтому условием правильной коррекции служит равенство $C_ф R_а = C_р R_с$. Из этого равенства можно определить величину $C_ф$.

Для лучшей равномерности выходного напряжения желательно иметь большую величину $R_ф$, но чем больше $R_ф$, тем меньше постоянное напряжение на аноде лампы. Поэтому величину $R_ф$ в усилителях импульсов выбирают не более $5 R_а$.

18. КАТОДНЫЙ ПОВТОРИТЕЛЬ

Катодным повторителем (каскадом с катодной нагрузкой) называется каскад, у которого нагрузка $R_к$ включена в цепь катода лампы. По аналогии усилительный каскад, у которого нагрузка $R_э$ включена в цепь эмиттера транзистора, называется эмиттерным повторителем (рис. 37).

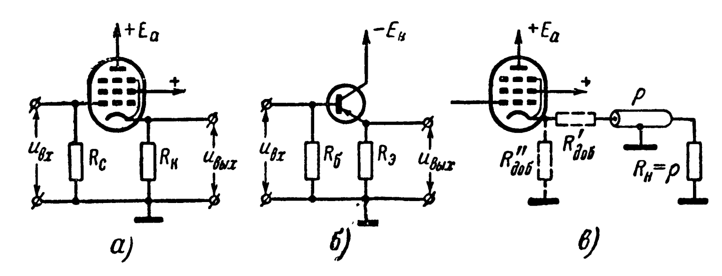


Рис. 37. Катодный повторитель (*а*), эмиттерный повторитель (*б*) и схема подключения коаксиального кабеля к катодному повторителю (*в*).

В обычном усилителе, где нагрузка включена в цепь анода лампы, снимаемое с нее напряжение $u_{вых}$ находится в противофазе с $u_{вх}$. В катодном повторителе при увеличении напряжения на управляющей сетке ток через $R_к$ увеличивается и снимаемое с $R_к$ напряжение также увеличивается. Таким образом, в катодном повторителе $u_{вых}$ находится в фазе с $u_{вх}$ (повторяет фазу $u_{вх}$).

В отличие от катодного смещения в каскаде с анодной нагрузкой в катодном повторителе сопротивление $R_к$ не шунтируют емкостью $C_к$. Поэтому на $R_к$ выделяется как постоянное, так и переменное напряжение и создается сильная отрицательная обратная связь по току.

Коэффициент передачи катодного повторителя по напряжению всегда меньше единицы. При $R_к \ll R_i$, что всегда справедливо для пентодов, его можно рассчитать по формуле

$$K = \frac{SR_к}{1 + SR_к}.$$

Несмотря на то, что катодный повторитель не дает усиления по напряжению, он очень широко применяется как оконечный каскад усилителей импульсов в телевизионных, радиолокационных и других импульсных схемах из-за следующих преимуществ:

а) широкополосность, так как верхняя граничная частота катодного повторителя значительно выше, чем у каскада с анодной нагрузкой при одинаковых величинах сопротивления нагрузки и шунтирующей емкости;

б) меньшие нелинейные искажения благодаря глубокой отрицательной обратной связи;

в) меньшая входная емкость, чем у каскада с анодной нагрузкой, поэтому предыдущий каскад может дать большее усиление;

г) малое выходное сопротивление, поэтому катодный повторитель может работать на низкоомную нагрузку, например на коаксиальный кабель;

д) нагрузку можно присоединить без переходной емкости, так как на катоде нет высокого напряжения.

Согласование сопротивлений получается, если коаксиальный кабель нагружен на сопротивление $R_н$, равное волновому сопротивлению кабеля ρ, а также, если эквивалентное сопротивление каскада R'_i равно ρ.

Эквивалентное внутреннее сопротивление катодного повторителя $R'_i \approx 1/S$. Для ряда ламп (6Ж4, 6П9 и др.) $R'_i = 70—150$ *ом*, т. е. имеет ту же величину, что и волновое сопротивление используемых коаксиальных кабелей. Поэтому условие согласования обычно выполняется без добавочных резисторов. Если $R'_i < \rho$, то последовательно с кабелем включают добавочный резистор $R'_{доб} = \rho - R'_i$ (рис. 37,*в*). Если $R'_i > \rho$, то параллельно кабелю включают $R''_{доб}$, определяемое из условия

$$\frac{R'_i R''_{доб}}{R'_i + R''_{доб}} = \rho.$$

19. ОСОБЕННОСТИ УСИЛИТЕЛЕЙ ИМПУЛЬСОВ НА ТРАНЗИСТОРАХ

Усилители импульсов часто собирают на транзисторах. В настоящее время для этой цели применяют высокочастотные диффузионные транзисторы П401—П403, П410, П411, П414—П416, П501—П503, мощные конверсионные транзисторы П601, П602 и др.

При выборе транзистора для усилителя импульсов желательно, чтобы он имел высокую граничную частоту усиления по току f_α, малую емкость коллекторного перехода $C_к$ и большой коэффициент усиления по току β.

Основные недостатки транзисторов при использовании их в схемах усилителей импульсов состоят в большом разбросе параметров, зависимости некоторых из них от температуры и режима работы, малых входных сопротивлениях и малом растворе рабочих участков характеристик. При расчете и конструировании схем на транзисторах необходимо учитывать также внутренние обратные связи, зависимость параметров транзистора от схемы включения и от величины и частоты сигнала, а также то, что транзистор управляется током, а не напряжением.

В усилителях импульсов на транзисторах для расширения полосы усиливаемых частот и увеличения стабильности режима необходимо применять отрицательную обратную связь

В ламповых усилителях импульсов искажения на высоких частотах зависят в основном от емкости $C_а$, шунтирующей анодную нагрузку. В транзисторных усилителях импульсов емкость, шунтирующая нагрузку коллектора, обычно мало влияет на искажения и поэтому часто нецелесообразно применять высокочастотную коррекцию, ослабляющую влияние этой емкости.

На рис. 38 приведена практическая схема трехкаскадного усилителя импульсов на транзисторах П403. Первый и второй каскады собраны по схеме с общим эмиттером, а третий каскад—по схеме с общим коллектором (эмиттерный повторитель).

Режим первых двух каскадов стабилизирован введением в эмиттерную цепь резистора $R_8 (R_{11})$, шунтированного конденсатором

Рис. 38. Схема усилителя импульсов на транзисторах.

C_3 (C_5) большой емкости, а также делителем напряжения R_1, R_6 (R_3, R_9) в цепи базы. В усилителе применена отрицательная обратная связь в цепи эмиттера путем включения резистора R_7 (R_{10}). Отрицательная обратная связь стабилизирует коэффициент усиления, уменьшая его дрейф во столько же раз, во сколько снижает коэффициент усиления. Введение отрицательной обратной связи увеличивает также входное сопротивление каскада, облегчая согласование каскадов.

Для уменьшения длительности фронта усиливаемого импульса (расширения полосы пропускания) применена высокочастотная коррекция путем включения небольшого конденсатора C_4 (C_6) в цепи эмиттера.

Чтобы усиливаемый импульс не имел заметного спада плоской части и выброса обратной полярности, постоянная времени переходной цепи должна быть примерно в 100 раз больше длительности усиливаемых импульсов. Из-за малого входного сопротивления каскада емкость переходного конденсатора C_1(C_2) должна быть значительной. Поэтому часто в переходных цепях применяют электролитические конденсаторы.

Усилитель, схема которого показана на рис. 38, имеет коэффициент усиления одного каскада около 5 и всего усилителя 20. При этом длительность фронта выходного импульса не более 0,2 *мксек.*

Эмиттерный повторитель может применяться как выходной каскад усилителя, а также включаться между усилительными каскадами. Малые входная емкость и выходное сопротивление эмиттерного повторителя позволяют уменьшить длительности фронта и среза выходного импульса.

Дальнейшее улучшение характеристик усилителя импульсов достигается применением отрицательной обратной связи, охватывающей несколько каскадов, а также применением непосредственной (гальванической) связи между каскадами.

ГЛАВА ПЯТАЯ

ОГРАНИЧИТЕЛИ И ФИКСАТОРЫ УРОВНЯ ИМПУЛЬСОВ

В гл. 3 были рассмотрены методы преобразования формы и параметров импульсов при помощи дифференцирующих и интегрирующих цепей. Введение в состав импульсных схем нелинейных элементов, например вакуумных и полупроводниковых диодов и триодов, имеющих нелинейные характеристики, позволяет значительно расширить возможности формирования импульсов.

В качестве нелинейных методов формирования импульсов наиболее широкое применение получили ограничители амплитуд и фиксаторы уровня импульсов.

20. ОГРАНИЧИТЕЛИ

Ограничителем называется устройство, напряжение на выходе которого остается постоянным независимо от напряжения на входе, если только входное напряжение превышает определенный уровень, называемый порогом ограничения.

Ограничители применяются, например, в приемниках частотно-модулированных сигналов; они ограничивают амплитуду колебаний,

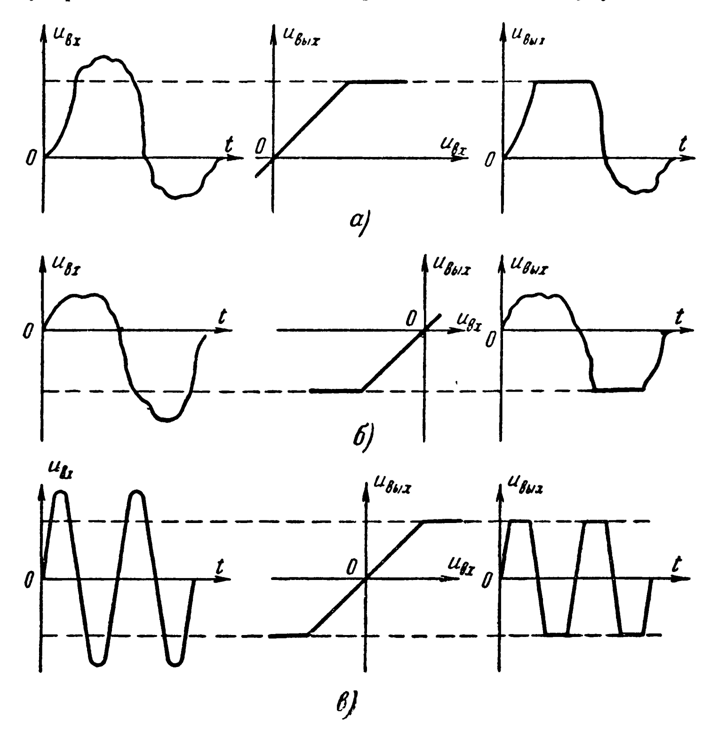


Рис. 39. Принцип действия ограничителей.
а — по максимуму (ограничение сверху); *б* — по минимуму (ограничение снизу); *в* — двустороннее ограничение.

снижая паразитную амплитудную модуляцию. Ограничители применяют также для ограничения импульсных помех, превышающих амплитуду полезного сигнала.

Особенно широко ограничители применяют в импульсных устройствах для формирования из синусоидального напряжения импульсов почти прямоугольной формы, селекции (выделения) импульсов по амплитуде и полярности, выравнивания амплитуд и сглаживания вершин импульсов, уменьшения длительностей фронта и среза импульсов и других целей.

В зависимости от схемы включения и режима, в котором используется электронная лампа или полупроводниковый прибор, различают три вида ограничения:

а) по максимуму (ограничение сверху), при котором выходное напряжение остается постоянным после нарастания входного напряжения до уровня порога ограничения (рис. 39,*а*);

б) по минимуму (ограничение снизу), при котором выходное напряжение остается постоянным после уменьшения входного напряжения до уровня порога ограничения (рис. 39,*б*) ;

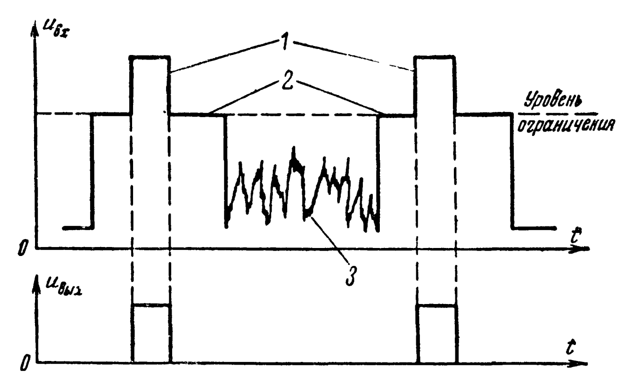


Рис. 40. Амплитудная селекция (выделение) синхронизирующих импульсов из полного телевизионного сигнала.

1 — строчный или кадровый синхронизирующий импульс; *2* — гасящий импульс; *3* — сигналы изображения.

в) двустороннее, при котором происходит ограничение и по максимуму и по минимуму (рис. 39,*в*).

Характеристика ограничителя (зависимость выходного напряжения от входного) представляет собой ломаную линию. У ограничителей по максимуму излом характеристики расположен сверху, у ограничителей по минимуму—снизу, у двусторонних ограничителей характеристика имеет два излома.

С помощью двустороннего ограничения синусоидального напряжения (рис. 39,*в*) получается напряжение трапецеидальной формы. При увеличении амплитуды синусоидального напряжения и уменьшении уровней ограничения длительность фронта трапецеидального напряжения сокращается и выходные импульсы по форме приближаются к прямоугольным.

Ограничители часто применяют для выделения импульсов одной полярности. В гл. 3 было рассмотрено получение положительного и отрицательного остроконечных импульсов при дифференцировании прямоугольного импульса (см. рис. 15). С помощью ограничителя по максимуму из этих двух импульсов может быть оставлен только отрицательный импульс. Если же использовать ограничитель по минимуму, то останется только положительный импульс. Этот метод

используется, например, для синхронизации строчной развертки телевизоров.

При помощи ограничителей осуществляется амплитудная селекция импульсов, которая используется для устранения влияния импульсных помех, в счетных и декодирующих устройствах, в телевидении и в других импульсных устройствах.

На рис. 40 показано, как при помощи ограничителя снизу из полного телевизионного сигнала можно выделить строчные или кадровые синхронизирующие импульсы *1*, амплитуда которых превышает амплитуду гасящих импульсов *2*, на уровне которых происходит ограничение, и амплитуду сигналов изображения *3*. Этот метод применяется во всех телевизорах.

В зависимости от типа нелинейного элемента различают диодное ограничение при помощи вакуумных или полупроводниковых диодов и ограничение с одновременным усилением колебаний при помощи вакуумных многоэлектродных ламп или транзисторов. В последние годы для ограничения применяют также кремниевые стабилитроны и ферритовые элементы, магнитная характеристика которых имеет участки насыщения (рис. 13,*а*).

21. ДИОДНЫЕ ОГРАНИЧИТЕЛИ

Действие диодных ограничителей основано на использовании нелинейных свойств диода — резком различии внутреннего сопротивления при перемене полярности напряжения на его электродах (в прямом и обратном направлениях).

В схемах ограничителей могут применяться как вакуумные, так и полупроводниковые диоды. Полупроводниковые диоды имеют большие преимущества в экономичности, надежности, размерах и весе по сравнению с вакуумными диодами и могут заменить их практически во всех схемах диодных ограничителей. Однако, применяя полупроводниковый диод, следует помнить, что амплитуда обратного напряжения на диоде не должна превышать пробивного напряжения $U_{проб}$ (рис. 8,*а*).

Кроме того, из-за обратного тока диода ограничение не будет идеальным. Так как обратный ток в сотни — тысячи раз меньше прямого тока, то остаточное выходное напряжение при ограничении составляет сотые — тысячные доли входного напряжения и с ним можно практически не считаться.

По характеру включения диода относительно нагрузки различают последовательные и параллельные диодные ограничители.

Последовательные диодные ограничители. Рассмотрим схему диодного ограничителя с последовательным включением диода *Д* (вакуумного или полупроводникового) для ограничения по минимуму с нулевым порогом ограничения (рис. 41,*а*).

При положительном напряжении на аноде диода через диод и резистор *R* проходит ток, который создает падение напряжения на резисторе *R*, представляющее собой выходное напряжение $u_{вых}$. Напряжение на выходе ограничителя пропорционально входному напряжению $u_{вх}$ и может быть определено по формуле

$$u_{вых} = \frac{R}{R_д + R} u_{вх},$$

где $R_д$ — внутреннее сопротивление отпертого диода, имеющее величину порядка сотен ом для вакуумных диодов и десятков ом для полупроводниковых диодов.

Сопротивление резистора R выбирается много больше, чем $R_д$, поэтому $u_{вых}$ почти равно $u_{вх}$.

При отрицательном значении входного напряжения $u_{вх}$ анод диода отрицателен относительно катода, поэтому диод заперт, ток через него и через резистор R не протекает и напряжение на рези-

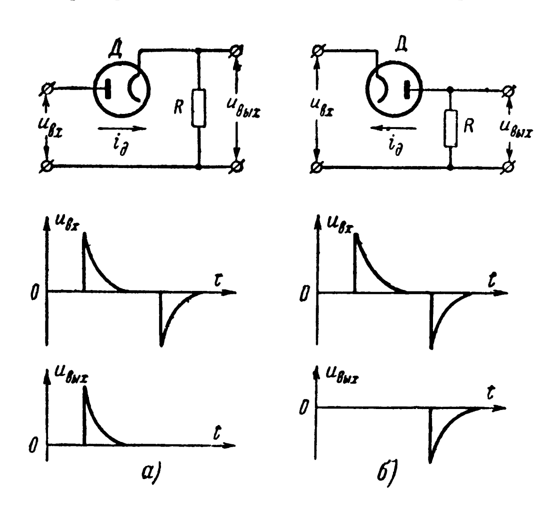


Рис. 41. Последовательный диодный ограничитель с нулевым порогом ограничения.
а — схема ограничителя по минимуму и форма его входного и выходного напряжений; *б* — схема ограничителя по максимуму и форма его входноного и выходного напряжений.

сторе R равно нулю. Таким образом, схема (рис. 41,*а*) работает как ограничитель по минимуму с нулевым порогом ограничения.

Если изменить полярность включения диода, то в схеме будет происходить ограничение по максимуму с нулевым порогом ограничения (рис. 41,*б*). В этом случае диод заперт во время действия положительного входного напряжения, так как анод имеет отрицательный потенциал относительно катода. Цепь будет разорвана, и выходное напряжение равно нулю. При отрицательном входном напряжении диод отпирается и $u_{вых}$ примерно равно $u_{вх}$.

Параллельные диодные ограничители. В качестве ограничителя можно использовать схему с диодом (вакуумным или полупроводниковым), включенным параллельно нагрузке. В этом случае ограничивающий резистор R включается последовательно (рис. 42).

На рис. 42,*а* приведена схема ограничителя по максимуму с нулевым порогом ограничения. При положительном напряжении на входе анод диода положителен относительно катода и через диод

и резистор R проходит ток $i_д$. Резистор R и внутреннее сопротивление диода $R_д$ представляет собой делитель напряжения. Ограничивающий резистор R всегда выбирается значительно большим, чем $R_д$, поэтому выходное напряжение, представляющее собой падение напряжения на $R_д$, примерно равно нулю.

При отрицательном напряжении на аноде диода относительно катода диод заперт, сопротивление его бесконечно велико, ток через резистор R не проходит, падения напряжения на R не будет и $u_{вых}$

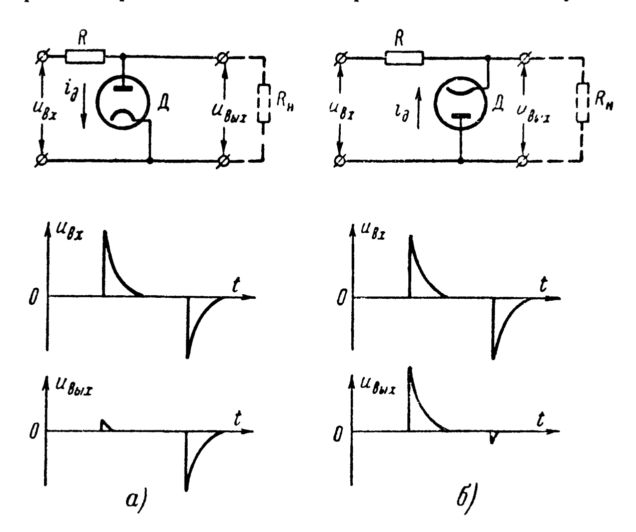


Рис. 42. Параллельный диодный ограничитель с нулевым порогом ограничения.

а — ограничитель по максимуму; *б* — ограничитель по минимуму.

равно $u_{вх}$. Если в схеме параллельного диодного ограничителя применен полупроводниковый диод, то из-за небольшого обратного тока диода $u_{вых}$ несколько меньше $u_{вх}$.

При изменении полярности включения диода схема работает как ограничитель по минимуму с нулевым порогом ограничения (рис. 42,*б*). В этом случае диод заперт во время действия положительного напряжения на входе, и тогда $u_{вых}$ почти равно $u_{вх}$. При отрицательном напряжении на входе диод отпирается и напряжение на выходе примерно равно нулю.

Схема параллельного ограничителя не дает четкого ограничения, так как полностью шунтировать выход диод может только в том случае, если его внутреннее сопротивление равно нулю. В действительности же оно составляет сотни ом для вакуумного и десятки ом для полупроводникового диода, и поэтому $u_{вых}$ зависит от соотношения плеч R и $R_д$ делителя напряжения. Для получения более четкого ограничения желательно иметь большую вели-

чину R, но при слишком большом сопротивлении резистора R увеличивается влияние паразитных емкостей схемы и увеличиваются длительности фронта и среза импульса на выходе ограничителя.

На работу ограничителя влияет также сопротивление его нагрузки $R_н$, подключенное к выходу схемы. Если оно не бесконечно велико, то во время запертого состояния диода через R и $R_н$ проходит ток, создавая падение напряжения на R, уменьшающее выходное напряжение. Для уменьшения влияния нагрузки нельзя иметь слишком большое сопротивление резистора R. Практически R берут порядка десятков килоом.

Для того чтобы получить достаточно «чистое» ограничение положительных или отрицательных импульсов в параллельном диодном ограничителе, необходимо выполнить условие

$$R_д \ll R \ll R_н.$$

Это неравенство выполнить не всегда удается, и поэтому параллельный диодный ограничитель применяется реже, чем последовательный.

Диодные ограничители с дополнительным напряжением смещения. В рассмотренных схемах диодных ограничителей уровень огра-

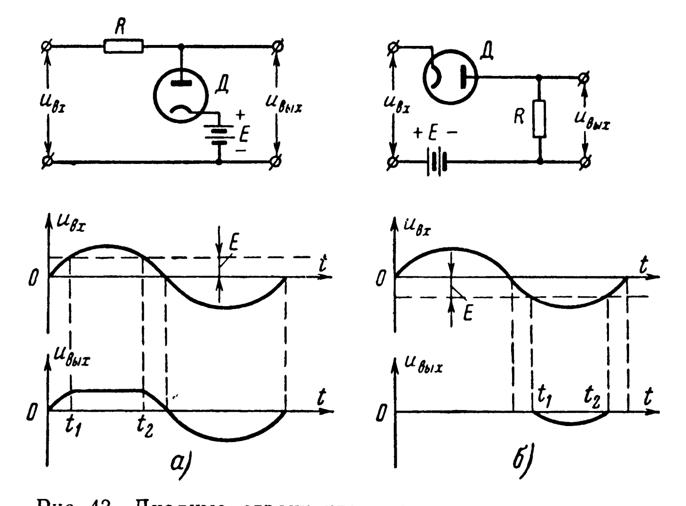


Рис 43. Диодные ограничители с дополнительным напряжением E.

а — параллельный по максимуму; *б* — последовательный по минимуму.

ничения был близок к нулю. Чтобы уровень ограничения отличался от нуля, включают источник постоянного напряжения. Дополнительное напряжение может вводиться в ограничитель как последовательного, так и параллельного типов.

Если в параллельный диодный ограничитель по максимуму включить источник постоянного напряжения E так, чтобы положи-

тельный полюс был на катоде диода (рис. 43,*а*), то диод остается запертым не только во время действия отрицательного напряжения на входе, но также и часть времени действия положительного напряжения (до момента времени t_1), пока напряжение на аноде не станет превышать приложенное напряжение E. Ток через диод протекает только в течение времени от t_1 до t_2 и только в это время происходит ограничение. Таким образом, уровень ограничения устанавливается равным приложенному напряжению E.

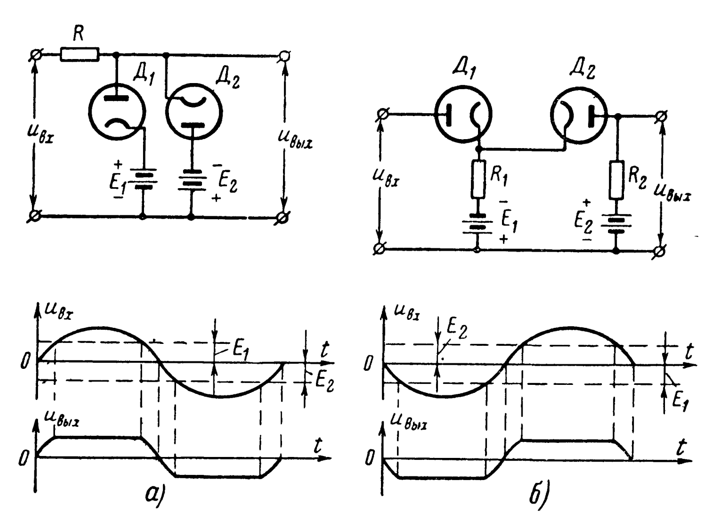


Рис. 44. Двусторонние диодные ограничители.
а — с параллельным включением диодов; *б* — с последовательным включением диодов.

Если в схему последовательного диодного ограничителя по минимуму включить источник постоянного напряжения E с минусом на аноде диода (рис. 43,*б*), то диод остается запертым не только во время действия положительного напряжения на входе, но и часть времени действия отрицательного (до момента времени t_1), пока отрицательное напряжение на катоде диода не превысит запирающее напряжение E.

Ток через диод протекает только в течение времени от t_1 до t_2, и в это время на резисторе R получается напряжение $u_{вых}$, повторяющее форму $u_{вх}$. В остальное время происходит ограничение.

Двусторонние диодные ограничители. Если соединить в одной схеме ограничители по максимуму и по минимуму, то схема будет работать как двусторонний ограничитель.

На рис. 44,*а* приведена схема двустороннего ограничителя с параллельным включением диодов.

Пока входное напряжение лежит между уровнями E_1 и E_2 оба диода заперты и $u_{вых}$ повторяет форму $u_{вх}$. Если $u_{вх}$ возрастает выше уровня E_1, то отпирается диод $Д_1$ и схема работает как огра-

ничитель по максимуму. При этом выходное напряжение остается неизменным и равным E_1.

Уменьшение $u_{вх}$ ниже уровня E_2 приводит к отпиранию диода $Д_2$, вследствие чего выходное напряжение дальше не убывает, оставаясь на неизменном уровне E_2, т. е. происходит ограничение по минимуму.

На рис. 44,*б* приведена схема двустороннего ограничителя с последовательным включением диодов. В этой схеме диод $Д_1$ ограничивает входное напряжение снизу на уровне E_1, а диод $Д_2$ — сверху на уровне E_2.

Сопротивления резисторов R_1 и R_2 должны быть выбраны достаточно большими по сравнению с внутренним сопротивлением диодов, а R_2 (десятки килоом) должно быть больше R_1 (единицы килоом).

Эта схема проста и надежна. При амплитуде входного синусоидального напряжения (частоты от 20 до 20 000 *гц*) порядка 40—50 *в* на выходе получается почти прямоугольное напряжение с амплитудой в несколько вольт, равной сумме напряжений E_1 и E_2. Напряжения смещения E_1 и E_2 получают обычно при помощи делителей напряжения от общего источника питания устройства. Вместо двух источников смещения в схеме может применяться только один источник E_1, тогда ограничение сверху будет происходить на нулевом уровне.

22. ОГРАНИЧИТЕЛИ НА КРЕМНИЕВЫХ СТАБИЛИТРОНАХ

В качестве нелинейного элемента в ограничителе можно применить кремниевый стабилитрон, например типов Д808—Д811, Д813. В отличие от характеристики обычного диода вольт-амперная характеристика кремниевого стабилитрона имеет два резких перегиба — в положительной и отрицательной областях (рис. 8,*б*). Для ограничения могут использоваться участки *АБ* и *ОВ*, почти параллельные оси токов. Напряжение $E_п$, при котором происходит ограничение, если входное напряжение приложено к стабилитрону в прямом направлении, невелико и составляет для всех стабилитронов 0,7—0,75 *в*. Напряжение $E_о$, при котором происходит ограничение, если входное напряжение приложено к стабилитрону в обратном направлении, называется напряжением стабилизации и для разных типов стабилитронов находится в следующих пределах: Д808—7—8,5 *в*; Д809—8—9,5 *в*; Д810—9—10,5 *в*; Д811—10—12 *в*; Д813—11,5—14 *в*.

Ограничители на одном или нескольких последовательно включенных кремниевых стабилитронах применяют для ограничения однополярного сигнала. Для симметричного ограничения знакопеременного входного сигнала (имеющего и положительное и отрицательное напряжение) необходимо встречное включение стабилитронов.

На рис. 45 приведены схемы, характеристики и формы входных и выходных напряжений параллельных ограничителей на кремниевых стабилитронах.

Ограничение положительного импульса сверху (по максимуму) на уровне $E_о$ (рис. 45,*а*) происходит, когда входное напряжение, приложенное к стабилитрону, достигает этого уровня и через ста-

билитрон начинает протекать большой обратный ток. При дальнейшем увеличении входного напряжения ток через стабилитрон и падение напряжения на резисторе R будут увеличиваться, а выходное напряжение, снимаемое со стабилитрона, остается постоянным и равным E_0. Для ограничения отрицательного импульса снизу (по минимуму) на уровне E_0 (рис. 45,*б*) необходимо изменить полярность включения стабилитрона.

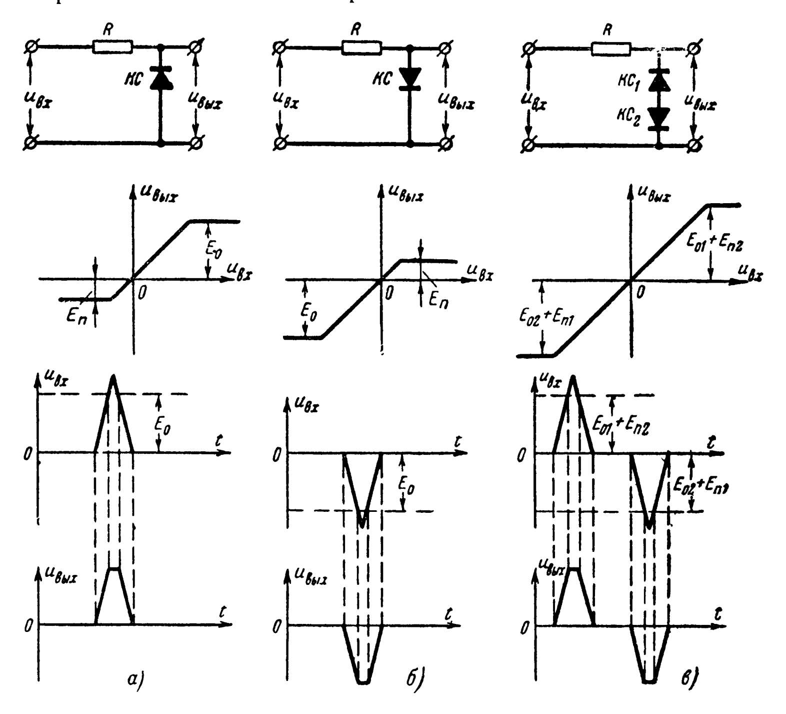


Рис. 45. Схемы параллельных ограничителей на кремниевых стабилитронах.

а — ограничение положительного импульса сверху; *б* — ограничение отрицательного импульса снизу; *в* — двустороннее ограничение.

Схема на рис. 45,*в* — параллельный двусторонний ограничитель. Положительный и отрицательный импульсы ограничиваются на уровнях $E_0+E_п$, где E_0 — напряжение ограничения (стабилизации) стабилитрона, включенного в обратном направлении, а $E_п$ — напряжение ограничения стабилитрона, включенного в прямом направлении.

На рис. 46 приведены схемы, характеристики и формы входных и выходных напряжений последовательных ограничителей на кремниевых стабилитронах. Пока входное напряжение не достигнет напряжения стабилизации стабилитрона E_0, ток через стаби-

литрон мал и выходное напряжение, снимаемое с резистора R, мало отличается от нуля. После достижения входным сигналом уровня E_0 через стабилитрон и резистор R протекает большой ток, пропорциональный входному напряжению, поэтому выходное напряжение пропорционально входному.

Таким образом, схема на рис. 46,*а* предназначена для ограничения положительных импульсов снизу (по минимуму), а схема

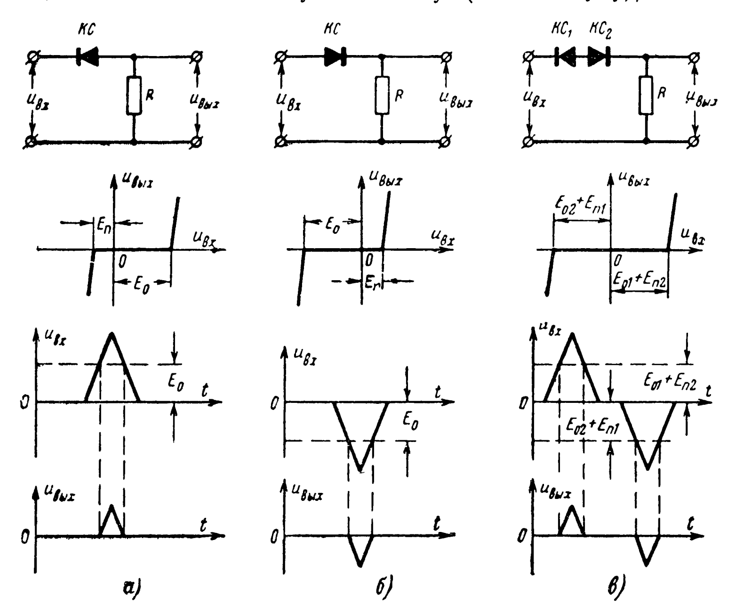


Рис. 46. Схемы последовательных ограничителей на кремниевых стабилитронах.

а — ограничение положительного импульса снизу; *б* — ограничение отрицательного импульса сверху; *в* — двустороннее ограничение.

на рис. 46,*б* — отрицательных импульсов сверху (по максимуму). Схема на рис. 46,*в* — двусторонний ограничитель на уровнях $E_0+E_п$.

В отличие от схем параллельных ограничителей, ограничивающих вершины импульсов, в схемах последовательных ограничителей происходит ограничение оснований импульсов.

Сочетание схем параллельного и последовательного ограничителей на кремниевых стабилитронах позволяет ограничить вершину и основание входного сигнала, пропустив на выход схемы только его среднюю часть.

В схеме на рис. 47 стабилитрон $КС_1$ ограничивает сверху вершину входного положительного импульса на уровне E_{01}, а стабилитрон $КС_2$ ограничивает снизу основание входного импульса на уровне E_{02}. Поэтому напряжение на выходе соответствует средней

части импульса. В этой схеме стабилитрон $КС_1$ должен иметь большее напряжение стабилизации, чем стабилитрон $КС_2$.

Ограничители на кремниевых стабилитронах позволяют получить четкое ограничение, так как динамическое сопротивление стабилитрона очень мало (единицы ом); при этом источник входного сигнала должен иметь низкоомный выход. Если источник входного сигнала позволяет получить ток через стабилитрон порядка

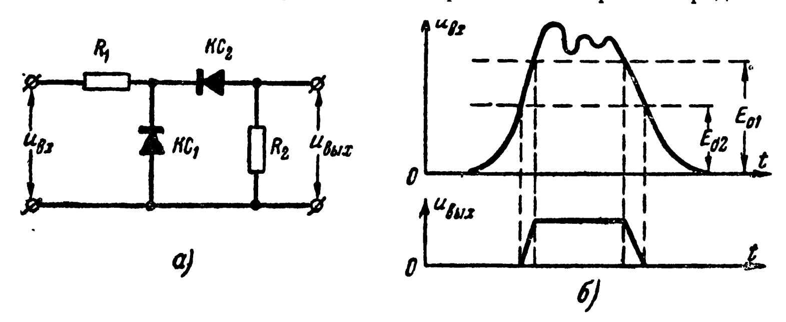


Рис. 47. Ограничитель на кремниевых стабилитронах, выделяющий среднюю часть входного импульса.

а — схема ограничителя; *б* — входное и выходное напряжения.

15—20 *ма*, то в схему параллельного ограничителя можно не включать резистор *R*, при этом его функцию будет выполнять внутреннее сопротивление источника сигнала.

Недостатки кремниевых стабилитронов как элементов ограничителей заключаются в большой собственной емкости стабилитронов (80—150 *пф*), что затрудняет их использование для ограничения коротких импульсов, и сложности регулировки уровня ограничения.

23. ОГРАНИЧИТЕЛИ-УСИЛИТЕЛИ

Ограничение с одновременным усилением колебаний можно получить при использовании усилительных ламп или транзисторов. При этом можно получить ограничение снизу, сверху или двустороннее.

Сеточный ограничитель сверху (по максимуму). Схема сеточного ограничителя сверху (рис. 48) отличается от обычного реостатного усилителя только дополнительным резистором *R*, включенным последовательно в цепь управляющей сетки лампы.

В режиме ограничения устройство должно работать с сеточными токами. Участок сетка — катод лампы аналогичен обычному диоду в схеме параллельного диодного ограничителя. Если напряжение на сетке отрицательно относительно катода, то сеточный ток отсутствует и сопротивление этого участка бесконечно велико. При положительном напряжении на сетке возникает сеточный ток и сопротивление участка уменьшается примерно до 1 000 *ом*. Если сопротивление резистора *R* много больше сопротивления участка

сетка — катод, то напряжение на сетке во время протекания сеточного тока будет почти неизменным, так как сеточный ток создает на резисторе R падение напряжения, почти равное входному напряжению $u_{вх}$, поэтому напряжение на сетке $u_с$ остается близким к нулю. Практически сопротивление резистора R выбирают в пределах 50—500 *ком*. В отрицательной области напряжений на сетке рабочая точка перемещается по динамической характеристике *АГ* и схема работает как обычный реостатный усилитель.

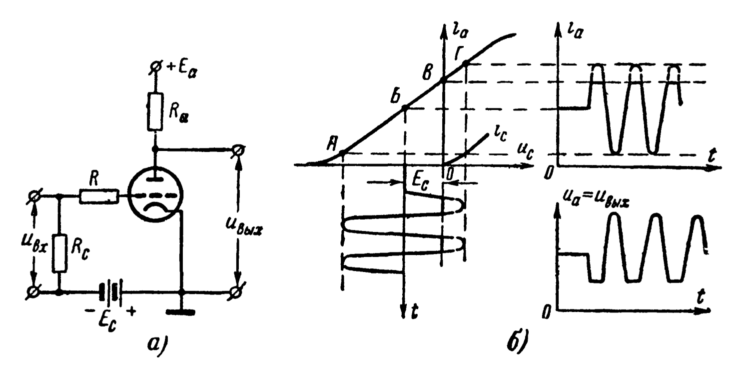


Рис. 48. Сеточный ограничитель сверху.
а — схема ограничителя; *б* — принцип работы.

Таким образом, в схеме осуществляется ограничение сверху с уровнем ограничения, равным напряжению отрицательного смещения на сетке $E_с$. Напряжение на выходе ограничителя, снимаемое с анодной нагрузки $R_а$, остается неизменным, когда входное напряжение $u_{вх}$ превышает напряжение смещения $E_с$.

Анодный ограничитель снизу (по минимуму). Анодное ограничение снизу можно получить в обычной усилительной схеме путем нижней отсечки анодного тока (рис. 49).

Если напряжение на сетке становится ниже потенциала запирания лампы $E_{с0}$, лампа запирается и напряжение на аноде лампы становится равным э. д. с. источника анодного питания $E_а$. При напряжении на сетке выше $E_{с0}$ анодное напряжение изменяется по закону изменения сеточного напряжения, как в обычном реостатном усилителе.

Анодное ограничение снизу можно осуществить только с лампой, имеющей резкую отсечку анодного тока (6Ж4, 6Ж9П, 6П9 и др.).

Если в схеме сеточного ограничения сверху (рис. 48) выбрать рабочую точку *Б* посередине левого прямолинейного участка характеристики *АВ*, то можно получить симметричное двустороннее ограничение. При определенном отрицательном значении входного напряжения лампа будет запираться и произойдет ограничение по минимуму, а при определенном положительном значении входного напряжения произойдет ограничение по максимуму благодаря появлению сеточного тока.

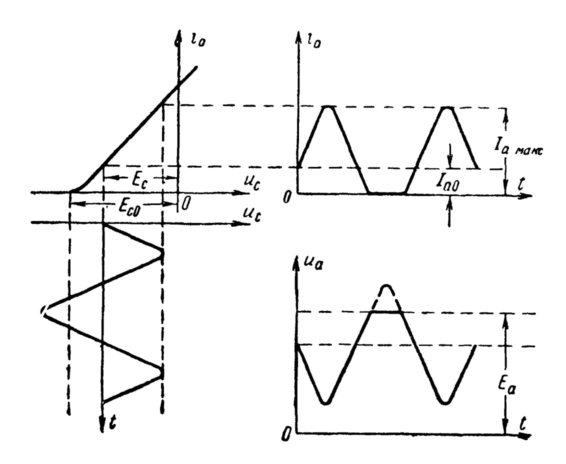


Рис. 49. Графики принципа работы анодного ограничителя снизу.

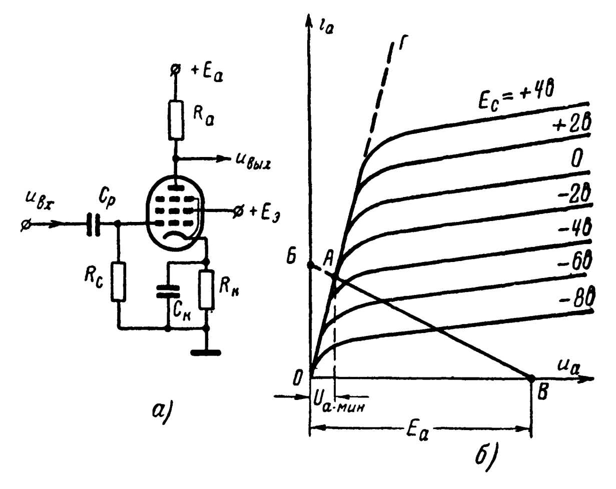


Рис. 50. Анодный ограничитель сверху.
а — принципиальная схема; *б* — семейство анодных характеристик с нагрузочной прямой.

Анодный ограничитель сверху (по максимуму). Недостаток сеточного ограничения заключается в сравнительно небольшом размахе выходного напряжения на аноде.

В анодном ограничителе сверху (рис. 50), схема которого не отличается от обычного реостатного усилителя, при большом сопротивлении анодной нагрузки $R_а$ (десятки—сотни килоом) минимальное напряжение на аноде получается ниже, а размах колебаний больше, чем у сеточного ограничителя.

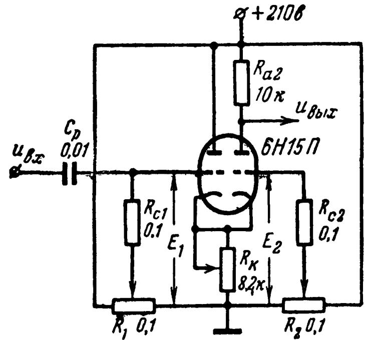


Рис. 51. Двусторонний ограничитель с катодной связью.

В схемах анодных ограничителей сверху применяют пентоды. Анодные характеристики пентода при малых значениях анодного напряжения $u_а$ сливаются в линию критического режима *ОГ* (рис. 50,*б*).

Прямая *БВ* представляет собой нагрузочную прямую для определенного значения сопротивления анодной нагрузки $R_а$. Если напряжение на сетке убывает, например, от —8 до —2 *в*, то рабочая точка передвигается вдоль нагрузочной прямой; при этом изменяются анодный ток $i_а$ и напряжение на аноде $u_а$. При напряжении на сетке, равном —2 *в*, рабочая точка попадает на линию критического режима (точка *А*). При дальнейшем изменении сеточного напряжения ($u_с=0$, $u_с=+2$ *в* и т. д.) рабочая точка передвигаться не будет. Поэтому анодный ток и напряжение на аноде будут неизменными. Несмотря на дальнейшее увеличение входного напряжения, выходное напряжение остается равным постоянной величине $U_{а.мин}$, поэтому происходит ограничение по максимуму.

Уровень ограничения для рассматриваемого примера — значение напряжения на сетке—2 *в*, соответствующее точке *А* пересечения нагрузочной прямой и линии критического режима. Напряжение $U_{а.мин}$, соответствующее точке *А*, будет тем меньше, чем больше $R_а$, так как при этом нагрузочная прямая будет более пологой. Но слишком большую величину $R_а$ брать нельзя из-за увеличения влияния паразитных емкостей схемы, увеличивающих длительность фронта и среза импульса. Ограничение получается более эффективным при повышении напряжения на экранирующей сетке.

Анодный ограничитель сверху можно применять для двустороннего ограничения, выбрав определенную рабочую точку и амплитуду входного напряжения. Ограничение снизу будет происходить вследствие запирания лампы большим отрицательным напряжением на сетке, а ограничение сверху — достижением рабочей точкой линии критического режима. Для получения эффективного ограничения амплитуда напряжения должна быть порядка 20—30 *в*.

Двусторонний ограничитель с катодной связью. В рассмотренных схемах ограничителей-усилителей трудно получить симметричное двустороннее ограничение, а также регулировать его уровни.

Кроме того, они имеют малое входное сопротивление из-за сеточных токов.

Схема ограничителя с катодной связью (рис. 51) позволяет получить симметричное ограничение при высоком входном сопротивлении. Ограничитель собирают на двойном триоде (6Н15П, 6Н1П, 6Н8С и др.) с общим катодным сопротивлением. Потенциометрами R_1 и R_2 регулируют смещения на сетках E_1 и E_2, определяющие пороги ограничения. Левый триод работает катодным повторителем. Полученное на катодной нагрузке напряжение сигнала прикладывается к сетке правого триода с нагрузкой R_{a2} в анодной цепи.

При большом отрицательном входном напряжении левый триод запирается и поэтому напряжение на сетке правого триода, его анодный ток и выходное напряжение не изменяются. При большом положительном входном напряжении образуется большое напряжение на катодном сопротивлении, запирающее правый триод. Поэтому дальнейшее увеличение входного напряжения не сказывается на выходном напряжении, которое остается равным E_a. Таким образом, на выходе ограничителя получается ограниченное сверху и снизу напряжение без перемены полярности. Ограничение получается очень четким и эффективным, так как оба триода работают «на запирание».

24. ОГРАНИЧИТЕЛИ-УСИЛИТЕЛИ НА ТРАНЗИСТОРАХ

В гл. 2 был рассмотрен ключевой режим работы транзисторов. Из рис. 11 видно, что семейство коллекторных характеристик плоскостного транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, имеет вид, аналогичный семейству анодных характеристик вакуумного пентода (рис. 50,*б*). Поэтому транзистор может быть использован для одностороннего или двустороннего ограничения с одновременным усилением.

На рис. 52 приведена схема ограничителя-усилителя на плоскостном транзисторе (по схеме с общим эмиттером) и его характеристика ограничения.

В отличие от схем с лампами, где анодным током управляет напряжение на сетке, здесь коллекторным током управляет ток базы. При нулевом и положительном токе базы $i_б$ происходит запирание транзистора *р-п-р* типа (точка *В* на рис. 11) и напряжение на коллекторе остается равным напряжению источника питания $E_к$ (рис. 52,*б*). Это соответствует ограничению сигнала в коллекторной цепи на уровне $E_к$. При отрицательном токе базы $i_б$ ток коллектора $i_к$ и напряжение на коллекторе $u_к$ изменяются пропорционально току базы, при этом ток коллектора протекает от эмиттера к коллектору. Как только базовый ток достигнет величины $I_{б.нас}$, рабочая точка окажется на линии критического режима (точка *Г* на рис. 11) и дальнейшее изменение коллекторного тока прекратится. Происходит ограничение выходного напряжения на уровне $U_{к.нас}$.

Таким образом, в схеме происходит двустороннее ограничение — с одной стороны, вследствие запирания транзистора, а с другой — благодаря его насыщению.

В отличие от вакуумного пентода, имеющего при работе без сеточных токов бесконечно большое входное сопротивление, вход-

ное сопротивление транзистора невелико. Так как входной ток базы в схеме с общим эмиттером значительно меньше, чем входной ток эмиттера в схеме с общей базой, то для получения бо́льшего входного сопротивления в схеме ограничения лучше включать транзистор по схеме с общим эмиттером, чем по схеме с общей базой.

В цепи базы желательно включать резистор $R_б$ с большим сопротивлением (десятки килоом), при этом ток базы будет обес-

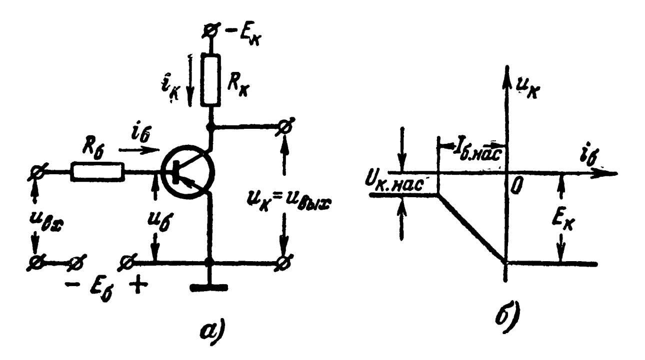


Рис. 52. Ограничитель-усилитель на транзисторе по схеме с общим эмиттером.

а — принципиальная схема; *б*—характеристика ограничителя.

печивать ограничение во входной цепи одновременно с ограничением в выходной. Резистор $R_к$ в коллекторной цепи берут небольшим (единицы килоом).

Для уменьшения влияния времени включения и времени выключения транзисторов в схемах ограничителей-усилителей следует применять высокочастотные сплавные транзисторы. Диффузионные и конверсионные транзисторы для ограничения применять нельзя, так как для них допустимое обратное напряжение между эмиттером и базой равно 0,5—1 *в*.

25. ФИКСАТОРЫ УРОВНЯ ИМПУЛЬСОВ

Схемы фиксации начального уровня импульсных сигналов, которые иногда называют также схемами восстановления постоянной составляющей сигнала, применяют в импульсных устройствах потому, что разделительные конденсаторы и трансформаторы не пропускают постоянного напряжения или тока.

Фиксаторы уровня представляют собой нелинейные элементы — обычно вакуумные или полупроводниковые диоды.

На рис. 53,*а* приведена типовая схема межкаскадной переходной *RC*-цепи, через которую соединяют между собой отдельные каскады импульсных устройств. Эти цепи называют также разделительными, так как с их помощью разделяют каскады по постоянной составляющей. Переходная цепь должна давать минимальные искажения формы импульсного сигнала, т. е. пропускать без искажений

переменную составляющую. В то же время благодаря конденсатору C положительная постоянная составляющая анодного напряжения первого каскада (десятки—сотни вольт) не будет приложена к управляющей сетке лампы второго каскада, что обеспечит нормальную работу лампы второго каскада при необходимом отрицательном смещении на ее сетке. Таким образом, переходная цепь всегда изменяет постоянную составляющую сигнала.

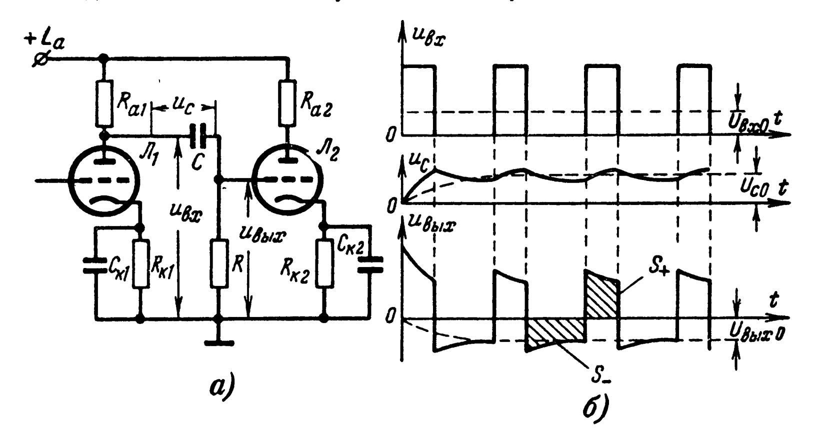


Рис. 53. Схема межкаскадной RC связи (a) и график, поясняющий потерю постоянной составляющей при прохождении последовательности импульсов через нее ($б$).

Если на входе переходной цепи RC действует последовательность положительных импульсов $u_{вх}$ (рис. 53,$б$), то будет происходить процесс заряда конденсатора C, который, зарядившись во время импульса через отпертую лампу $Л_2$, разряжается во время паузы между импульсами через большое сопротивление резистора R не полностью. Поэтому напряжение на конденсаторе u_C постепенно возрастает, пока не достигнет среднего значения U_{C0}, при котором наступает динамическое равновесие. Напряжение на конденсаторе U_{C0} оказывается равным постоянной составляющей входного напряжения $U_{вх0}$.

Как видно из графиков, по мере заряда конденсатора C начальный уровень импульсов на выходе переходной цепи $u_{вых}$ смещается вниз (штриховая кривая) и устанавливается равным

$$U_{вых0}=U_{C0}=U_{вх0}.$$

Линия нового начального уровня выходных импульсов $U_{вых0}$ смещена на величину постоянной составляющей входных импульсов, поэтому на выходе переходной цепи воспроизводится только переменная составляющая входного сигнала и происходит потеря его постоянной составляющей.

В телевидении при потере постоянной составляющей сигнала изображения нарушается передача градаций яркости, так как по-

стоянная составляющая характеризует среднюю яркость изображения.

На рис. 54,*а* показана форма сигнала изображения (*1*) при передаче белой вертикальной полосы на черном фоне и форма сигнала изображения (*2*) при передаче черной полосы на белом фоне до прохождения через переходную цепь. Эти сигналы содержат постоянную составляющую, которая значительно больше для сигнала (*2*). При этом уровни белого и черного обоих сигналов одинаковы.

На рис. 54,*б* показана форма этих же двух сигналов изображения после прохождения через переходную цепь, где они потеряли

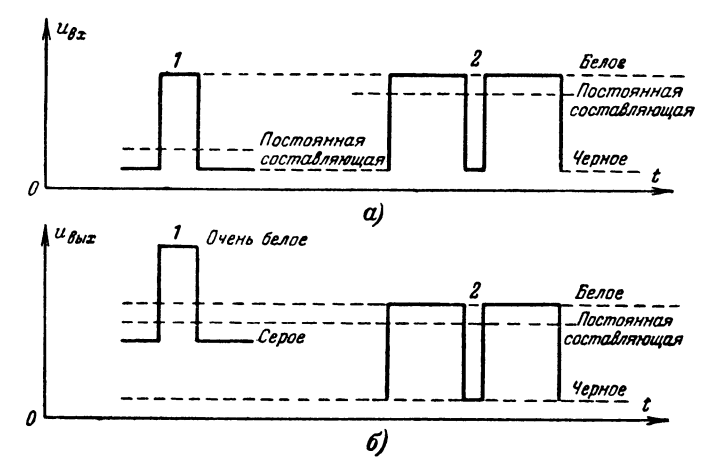


Рис. 54. Потеря постоянной составляющей в телевизионном сигнале изображения при прохождении его через переходную цепь.

а — до прохождения; *б* — после прохождения через переходную цепь.

постоянную составляющую. В этом случае средние значения обоих сигналов (постоянная составляющая) расположены на одном уровне, но при этом сигнал *1* как бы приподнимается над сигналом *2* и в нем яркость белой полосы станет чрезмерно большой (белое станет очень белым), а черный фон — серым.

Таким образом, потеря постоянной составляющей приводит к нарушению соотношения яркостей передаваемых сигналов изображения и ее необходимо искусственно восстановить. Для этой цели применяют фиксаторы уровня, содержащие вакуумный или полупроводниковый диод. Диод подключают параллельно резистору *R* переходной цепи, что превращает ее в нелинейную. В зависимости от включения диода он будет шунтировать резистор *R* или в процессе заряда, или в процессе разряда конденсатора *C*. Внутреннее сопротивление диода должно быть малым по сравнению с сопротивлением резистора *R*, что легче получить с помощью полупро-

водниковых диодов, которые обычно и применяются в настоящее время в схемах фиксаторов уровня.

Рассмотрим принцип действия фиксатора уровня, показанного на рис. 55.

Переходная цепь *RC* имеет всегда большую постоянную времени, при этом конденсатор *С* удерживает заряд в течение нескольких периодов повторения входных импульсов.

Отрицательный входной сигнал запирает диод *Д*, и сигнал проходит к выходным зажимам схемы. В момент времени *А* перехода сигнала к положительной полярности диод проводит и замы-

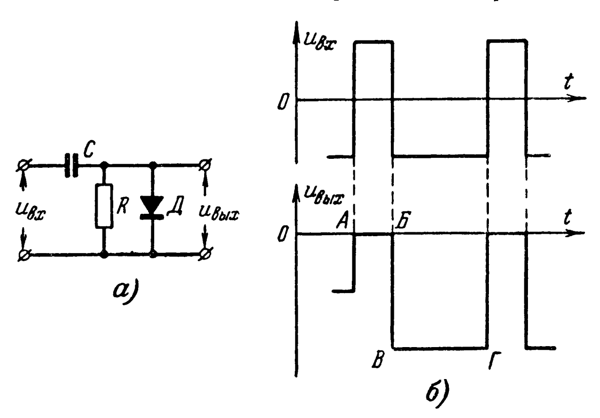


Рис. 55. Фиксатор уровня (*а*) и график, поясняющий принцип его действия (*б*).

кает выход фиксатора почти накоротко. Конденсатор быстро заряжается до потенциала, равного амплитуде напряжения входного сигнала, и сохраняет заряд в течение времени действия импульса *АБ*.

В момент *Б* входное напряжение падает, а потенциал на конденсаторе не изменяется, так как конденсатор не может быстро разрядиться через большое сопротивление резистора *R*. Поэтому выходное напряжение уменьшится на величину амплитуды импульсов, т. е. до точки *В*. Если постоянная времени достаточно велика, чтобы предотвратить возможный разряд конденсатора за время, отображаемое отрезком *ВГ*, то выходное напряжение остается неизменным. Оно возвратится к нулевому значению в момент *Г*, когда входное напряжение становится снова положительным.

Таким образом, на выходе фиксатора сохраняется форма входного напряжения, но выходное напряжение изменяется от нулевого уровня только в одну сторону. Происходит фиксация верхнего уровня сигнала, а его постоянная составляющая смещается от нулевого уровня, чем осуществляется ее восстановление.

Фиксаторы уровня разделяются на неуправляемые и управляемые. Более простые, неуправляемые схемы, состоят из одного диода и источника смещения, если необходим уровень фиксации, от-

личающийся от нуля. Управляемые схемы фиксации собирают по мостовой схеме; они состоят из двух или четырех диодов, открываемых специальными импульсами.

На рис. 56 приведены схемы и графики шести основных типовых схем неуправляемых фиксаторов уровня.

Схемы фиксаторов нулевого уровня снизу и сверху (рис. 56,*а* и *б*) отличаются только противоположным включением диода.

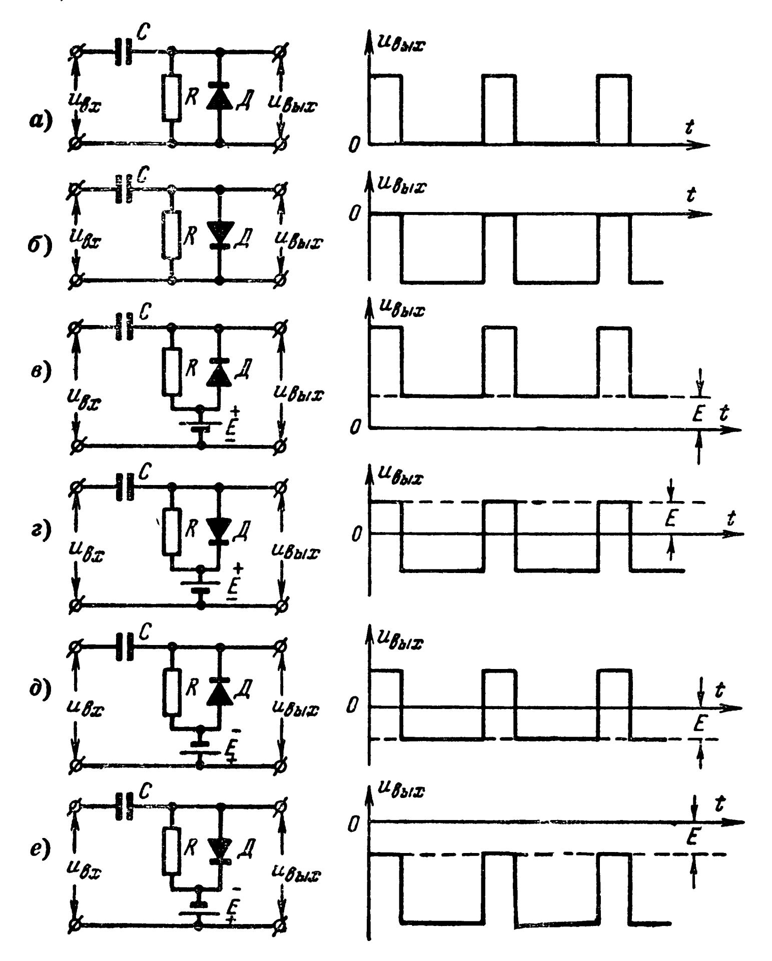


Рис. 56. Схемы неуправляемых фиксаторов уровня и формы выходных напряжений.

а — фиксатор нулевого уровня снизу; *б* — то же сверху; *в* — фиксатор положительного уровня снизу; *г* — то же сверху; *д* — фиксатор отрицательного уровня снизу; *е* — то же сверху.

Остальные четыре схемы — фиксаторы ненулевого уровня. В них имеется также источник постоянного смещения E, который включается последовательно с параллельно соединенными резистором R и диодом.

Смещение E определяет требуемые значения начального уровня и постоянной составляющей напряжения на выходе схемы. На работу диода и прохождение переменной составляющей сигнала смещение не влияет. При наличии смещения E напряжение на выходе схемы равно алгебраической сумме E и напряжения u_R на резисторе.

В телевизорах первых выпусков для восстановления постоянной составляющей сигнала изображения, утерянной в переходных

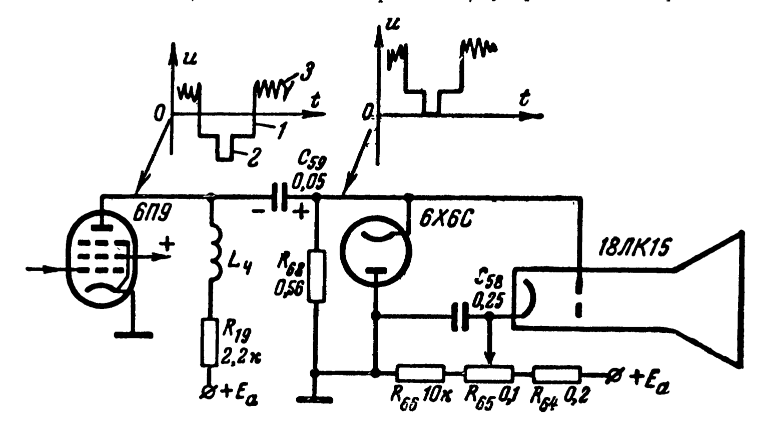


Рис. 57. Схема восстановления постоянной составляющей телевизора КВН-49-4.

1 — гасящий импульс; *2* — синхроимпульс; *3* — видеосигнал.

цепях видеоусилителя, фиксация уровня происходит на управляющем электроде кинескопа.

На рис. 57 приведена схема восстановления постоянной составляющей (ВПС) телевизора КВН-49-4.

Синхроимпульс и часть гасящего импульса, имеющие отрицательную полярность, с анода выходного каскада видеоусилителя (лампа 6П9) через разделительный конденсатор C_{59} поступают к катоду фиксирующего диода 6Х6С, отпирают его, и протекающий при этом ток заряжает конденсатор C_{59} до напряжения, равного отрицательной части импульсов. Положительно заряженной оказывается пластина конденсатора C_{59}, присоединенная к управляющему электроду кинескопа. После окончания гасящего импульса полярность сигнала меняется, диод запирается и конденсатор C_{59} начинает разряжаться через резистор R_{68} и источники питания. Постоянная времени цепи разряда $R_{68}C_{59}$ велика, поэтому конденсатор не успевает заметно разрядиться до прихода следующего гасящего импульса. Положительное напряжение на конденсаторе C_{59} добавляется к сигналу изображения и как бы поднимает его.

Поэтому уровень синхроимпульсов автоматически поддерживается постоянным, близким к нулевому потенциалу, и сигнал от светлой сцены дает на экране кинескопа светлое изображение, а от темной сцены — темное.

В последних образцах телевизоров от схемы ВПС отказались, так как она не может точно воспроизводить скачки яркости из-за большой постоянной времени, а также из-за чувствительности к импульсным помехам. Поэтому ограничиваются одним каскадом видеоусилителя по схеме усилителя постоянного тока, где осуществляется гальваническая связь детектора с кинескопом (без разделительных емкостей) и не теряется постоянная составляющая сигнала изображения.

При анализе работы схем могут возникать ошибки в определении назначения диодов, так как из-за сходства включения диодов параллельные диодные ограничители (рис. 42, 43, 44) могут неправильно рассматриваться как фиксаторы уровня (рис. 56) и наоборот. Основное различие схем заключается в том, что в ограничителе принципиально необходим резистор R, включенный последовательно с диодом, в фиксаторе резистор отсутствует. Назначение и принцип работы фиксаторов уровня и ограничителей также различны. Фиксаторы уровня только изменяют (восстанавливают) постоянную составляющую сигнала путем фиксирования определенного начального уровня выходного напряжения. При этом переменная составляющая сигнала должна воспроизводиться на выходе с минимальными искажениями и неизменной амплитудой напряжения. Ограничители, наоборот, уменьшают амплитуду и изменяют форму напряжения, приближая ее к прямоугольной, т. е. искажают переменную составляющую напряжения. Возможные при ограничении изменения постоянной составляющей сигнала не имеют существенного значения.

ГЛАВА ШЕСТАЯ

МУЛЬТИВИБРАТОРЫ

В импульсных устройствах чаще всего применяются прямоугольные импульсы напряжения, длительность фронта и среза которых мала по сравнению с длительностью импульса. Поэтому одна из наиболее важных задач импульсной техники — получение перепадов напряжения или тока с минимальной длительностью фронта. Чем меньше длительность фронта, тем более короткие импульсы могут быть получены при дальнейшем формировании. Уменьшение длительности фронта увеличивает также точность фиксации времени и поэтому повышает точность согласования работы отдельных элементов импульсного устройства.

Для получения импульсов почти прямоугольной формы может быть использован метод ограничения напряжения синусоидальной формы, рассмотренный в гл. 5. При этом для получения короткого фронта необходимо несколько каскадов ограничения с усилением колебаний.

Поэтому в импульсной технике для генерирования прямоугольных импульсов и для получения резких перепадов напряжения широко применяются релаксационные генераторы импульсов (мультивибраторы и блокинг-генераторы) и спусковые схемы (триггеры).

Для получения незатухающих колебаний применяют автоколебательные системы, преобразующие энергию источника питания в энергию электрических колебаний. Колебания поддерживаются незатухающими благодаря периодическому поступлению энергии от источника питания. Устройством, регулирующим поступление энергии от источника, служит электронная лампа или транзистор.

Различают два вида колебаний: синусоидальные (гармонические) и релаксационные (разрывные). Синусоидальные колебания получают обычно при помощи лампового или транзисторного генератора с самовозбуждением. Для получения релаксационных колебаний, которые могут быть почти прямоугольной формы, в импульсной технике используют релаксационные генераторы. В них колебательный контур, как правило, отсутствует и колебания возникают вследствие «освобождения» запаса энергии клапаном (ключом), отдающим энергию автоматически небольшими частями, т. е. импульсами. В качестве клапанов применяют электронные лампы или транзисторы, работающие в ключевом режиме. Когда ключ заперт, происходит накопление энергии, а когда отперт — отдача энергии. При этом частота колебаний определяется параметрами схемы, режимом работы лампы (транзистора) и напряжением источника питания. Частота колебаний генераторов релаксационных колебаний легко и просто синхронизируется внешними импульсами различной формы.

Принципиальное отличие релаксационных генераторов от генераторов синусоидальных колебаний состоит в том, что в генераторе синусоидальных колебаний за период расходуется малая мощность, а в релаксационном генераторе — вся мощность, запасенная в реактивном элементе. Этим объясняется различие в форме колебаний: плавные (гармонические) в генераторе синусоидальных колебаний и прерывистые в релаксационном генераторе.

Мультивибратор является релаксационным генератором прямоугольных импульсов. Схема мультивибратора представляет собой двухкаскадный усилитель на резисторах, выход которого замкнут на вход.

Название «мультивибратор» происходит от слов: «мульти» — много и «вибратор» — источник колебаний. Мультивибратор генерирует колебания почти прямоугольной формы, содержащие, как известно, большое число высших гармоник.

Мультивибратор может работать в автоколебательном режиме, режиме синхронизации или в ждущем режиме. В автоколебательном режиме мультивибратор работает как генератор с самовозбуждением, при этом выходное напряжение создается в результате процессов, происходящих в самой схеме независимо от внешнего воздействия. В режиме синхронизации на мультивибратор воздействует извне синхронизирующее напряжение, частота которого определяет частоту импульсов, генерируемых мультивибратором. В ждущем режиме мультивибратор работает как генератор с посторонним возбуждением. При этом процессы в нем начинаются каждый раз после подачи на вход схемы запускающих импульсов.

26. МУЛЬТИВИБРАТОРЫ, РАБОТАЮЩИЕ В АВТОКОЛЕБАТЕЛЬНОМ РЕЖИМЕ

Основная схема мультивибратора. На рис. 58 приведена основная схема лампового мультивибратора, работающего в автоколебательном режиме. Мультивибратор состоит из двух усилительных каскадов на резисторах. Выход каждого каскада соединен со входом другого каскада конденсаторами C_1 и C_2.

Если лампы, сопротивления резисторов и емкости конденсаторов в обоих каскадах одинаковы, то мультивибратор называется

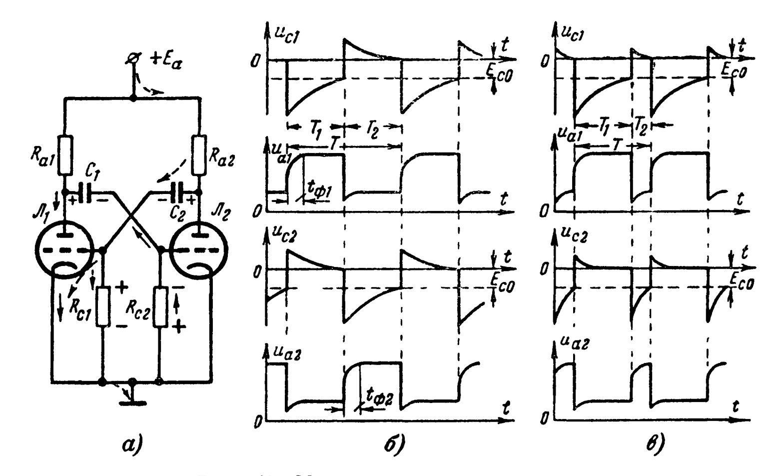


Рис. 58. Мультивибратор на лампах.

а — принципиальная схема; *б* — графики напряжений на сетках и анодах ламп симметричного мультивибратора; *в* — графики напряжений на сетках и анодах ламп несимметричного мультивибратора

симметричным, а если есть различие хотя бы в одном из элементов — несимметричным. В импульсной технике применяют большей частью несимметричные мультивибраторы, но работающие на однотипных лампах, в основном на двойных триодах (6Н1П, 6Н15П и др.).

Рассмотрим физические процессы, происходящие в схеме симметричного мультивибратора, в котором $R_{a1}=R_{a2}$; $R_{c1}=R_{c2}$; $C_1=C_2$ и обе лампы имеют одинаковые параметры. Предположим, что после включения источников питания анодные токи в лампах и напряжения на конденсаторах C_1 и C_2 оказались совершенно одинаковыми. Такое состояние неустойчиво, так как анодный ток ламп непрерывно флуктуирует вокруг своего среднего значения вследствие неравномерности эмиссии электронов, колебаний напряжений источников питания и т. п.

Предположим, что произошло некоторое увеличение анодного тока лампы $Л_1$. Это вызовет увеличение падения напряжения на резисторе R_{a1} и некоторое уменьшение напряжения на аноде лампы

$Л_1$. Напряжение на конденсаторе C_1 окажется выше, чем напряжение на аноде лампы $Л_1$, и конденсатор C_1 начнет разряжаться через лампу $Л_1$ и резистор R_{c2}. Цепь разряда конденсатора C_1 показана сплошными стрелками на рис. 58,*а*. Разрядный ток создаст на сопротивлении R_{c2} падение напряжения, приложенное со знаком минус к сетке лампы $Л_2$. Это вызовет уменьшение анодного тока лампы $Л_2$ и возрастание напряжения на ее аноде. Конденсатор C_2, заряженный прежде до меньшего напряжения, начнет дополнительно заряжаться от источника анодного питания через резисторы R_{a2} и R_{c1}. Цепь заряда конденсатора C_2 показана штриховыми стрелками. Зарядный ток создает падение напряжения на резисторе R_{c1}, что повышает потенциал сетки лампы $Л_1$ и вызывает еще большее возрастание тока через нее.

Таким образом, при малейшем случайном увеличении анодного тока одной из ламп возникает процесс, при котором ток через эту лампу еще более возрастает, а анодный ток другой лампы при этом уменьшается. Лавинообразный процесс изменения токов и напряжений будет продолжаться до тех пор, пока анодный ток лампы $Л_1$ не достигнет максимального значения или пока лампа $Л_2$ полностью запрется. Обычно параметры схемы выбирают так, чтобы процесс ограничивался запиранием одной из ламп, при этом анодный ток другой лампы будет большим, но еще не достигающим тока насыщения. Процесс нарастания и убывания тока происходит очень быстро, продолжительность скачков составляет доли микросекунды.

Состояние схемы, в котором она оказывается после завершения рассмотренного процесса, также не будет устойчивым. Конденсатор C_1 продолжает разряжаться, поддерживая на резисторе R_{c2} падение напряжения, достаточное для запирания лампы $Л_2$. Но по мере разряда конденсатора ток разряда будет убывать и отрицательное смещение на сетке лампы $Л_2$ будет уменьшаться. Как только это напряжение u_{c2} достигнет напряжения отпирания лампы — E_{c0} (рис. 58,*б*), лампа $Л_2$ отопрется. При этом напряжение на ее аноде будет уменьшаться и начнется обратный процесс. Конденсатор C_2 начнет разряжаться, и ток его разряда создаст на сетке лампы $Л_1$ отрицательное смещение, вследствие чего анодный ток лампы $Л_1$, также начнет уменьшаться. Зарядный ток конденсатора C_1 создаст на сетке лампы $Л_2$ положительное напряжение, и анодный ток лампы $Л_2$ увеличится.

Процесс обратного скачка также происходит лавинообразно. В результате лампа $Л_1$ полностью запирается, а лампа $Л_2$ отпирается. Лавинообразный процесс перехода схемы из одного неустойчивого состояния в другое, который называют иногда опрокидыванием схемы, повторяется периодически в той же последовательности.

На рис. 58,*б* показана форма напряжений на анодах и сетках обеих ламп симметричного мультивибратора.

Напряжения на анодах ламп имеют почти прямоугольную форму. Выходное напряжение снимают с анода одной из ламп. Напряжение на сетке каждой лампы во время той части периода, когда лампа заперта, изменяется от наибольшего отрицательного значения, равного скачку напряжения на аноде отпирающейся лампы, до напряжения отпирания лампы — E_{c0}. Это изменение происходит по экспоненте и сравнительно медленно, так как постоян-

ная времени разряда конденсатора велика (сопротивления резисторов R_c имеют величину порядка сотен килоом). В момент отпирания лампы напряжение на ее сетке нарастает скачком до некоторого положительного значения, а затем спадает до нуля. Спад напряжения происходит также по экспоненте, но с меньшей постоянной времени, так как постоянная времени цепи заряда конденсатора меньше, чем цепи разряда (сопротивление резистора R_a имеет величину порядка 5—10 *ком*, а параллельно резистору R_c при заряде подключено малое сопротивление участка сетка — катод отпертой лампы).

Поэтому период колебаний мультивибратора определяется постоянной времени цепи разряда и для мультивибратора на триодах приближенно может быть найден из формулы

$$T=T_1+T_2\approx 2R_{c1}C_2+2R_{c2}C_1.$$

В симметричном мультивибраторе обе части периода равны, т. е.

$$T_1=T_2 \text{ и } T\approx 4R_cC.$$

Постоянная времени цепи заряда определяет длительность фронта положительного перепада анодного напряжения запирающейся лампы $t_ф$, которая может быть определена по приближенной формуле

$$t_{ф1}\approx 2R_{a1}C_1;\quad t_{ф2}\approx 2R_{a2}C_2.$$

Регулируют мультивибратор на заданную частоту колебаний путем подбора емкостей конденсаторов C и сопротивлений резисторов R_c. Мультивибраторы легко настраиваются на частоты от нескольких герц до сотен килогерц. Если необходимо плавно изменять частоту, то устанавливают переменный резистор R_c. Емкость конденсатора C не должна быть меньше 100 *пф*, чтобы на работе мультивибратора меньше сказывались паразитные емкости схемы.

На рис. 58,*в* приведены графики напряжений на анодах и сетках ламп несимметричного мультивибратора. Физические процессы, происходящие в его схеме, те же, что и в симметричном, но вследствие разных величин элементов схемы постоянные времени заряда и разряда конденсаторов C_1 и C_2 будут различны, поэтому лампы $Л_1$ и $Л_2$ будут оставаться запертыми в течение различного времени ($T_1 \neq T_2$).

В несимметричном мультивибраторе обычно скважность импульсов Q невелика, не более 10.

При $T_1 > T_2$

$$Q=\frac{T}{T_2}=\frac{T_1+T_2}{T_2}.$$

Пример. Элементы схемы несимметричного мультивибратора, собранного на триодах, равны: $C_1=C_2=510$ *пф*; $R_{a1}=R_{a2}=10$ *ком*; $R_{c1}=390$ *ком*; $R_{c2}=100$ *ком*.

Рассчитаем T, f, Q и $t_ф$:

$$T_1\approx 2R_{c1}C_2=2\cdot 390\cdot 10^3\cdot 510\cdot 10^{-12}\approx 4\cdot 10^{-4}\ сек=400\ мксек;$$

$$T_2\approx 2R_{c2}C_1=2\cdot 100\cdot 10^3\cdot 510\cdot 10^{-12}\approx 10^{-4}\ сек=100\ мксек.$$

Общий период колебаний мультивибратора

$$T=T_1+T_2=400+100=500 \text{ мксек.}$$

Частота колебаний мультивибратора

$$f=\frac{1}{T}=\frac{1}{500\cdot 10^{-6}}=2\,000 \text{ гц}=2 \text{ кгц}.$$

Скважность

$$Q=\frac{T}{T_2}=\frac{500}{100}=5.$$

Длительность фронта положительного перепада анодного напряжения запирающейся лампы:

$$t_{ф1}=t_{ф2}\approx 2R_aC=2\cdot 10^4\cdot 510\cdot 10^{-12}\approx 10^{-5} \text{ сек}=10 \text{ мксек.}$$

Лампа для мультивибратора должна иметь малые межэлектродные емкости и большую крутизну, что обеспечивает более быстрое опрокидывание схемы и меньшую длительность фронта выходных импульсов, небольшое напряжение запирания лампы E_{c0} для большей стабильности частоты и большие значения допустимой мощности рассеяния на аноде лампы и допустимого анодного тока для получения большей амплитуды импульсов.

Мультивибратор на пентодах с электронной связью. Внешняя нагрузка, подключаемая к выходу мультивибратора, может искажать форму генерируемых колебаний. Для уменьшения влияния внешней нагрузки иногда применяют разновидность основной схемы мультивибратора — мультивибратор на пентодах с электронной связью (рис. 59).

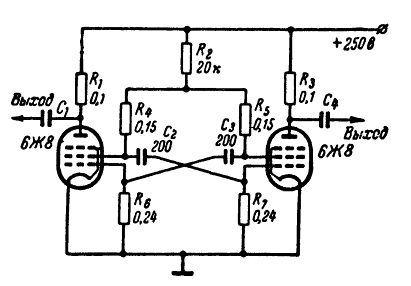


Рис. 59. Мультивибратор на пентодах по схеме с электронной связью.

В этой схеме экранирующие сетки пентодов выполняют функцию анодов. А так как управляющие сетки управляют катодными токами ламп, то напряжения на анодах ламп повторяют форму напряжения на экранирующих сетках. Схема называется с электронной связью потому, что связь с нагрузкой происходит только через электронный поток. При этом внешняя нагрузка мало влияет на работу схемы.

Кроме того, преимущество данной схемы заключается в более прямоугольной форме выходного напряжения, так как конденсаторы связи не подключены к анодам ламп и поэтому напряжение на аноде в момент запирания лампы возрастает скачком.

Мультивибратор с положительными сетками. Недостаток основной схемы мультивибратора, работающего в автоколебательном режиме, заключается в низкой стабильности частоты генерируемых

колебаний. Это происходит потому, что экспонента нарастания напряжения на сетке запертой лампы мультивибратора стремится к нулю и подходит к линии напряжения отпирания лампы E_{c0} под малым углом (полого). Поэтому даже небольшие изменения напряжения отпирания лампы из-за нестабильности источников питания и при смене ламп приводят к значительному изменению момента опрокидывания схемы. Увеличение стабильности частоты при смене ламп можно получить применением схемы мультивибратора с положительными сетками или, как ее также называют, схемы мультивибратора с положительным смещением (рис. 60).

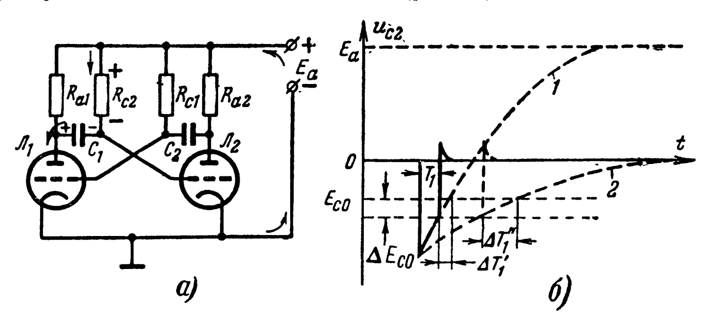


Рис. 60. Мультивибратор с положительными сетками.
а — принципиальная схема; *б* — график напряжений на сетке лампы $Л_2$ (*1* — мультивибратор с положительными сетками; *2* — основная схема)

Эта схема отличается от основной тем, что резисторы утечек сеток присоединены не к отрицательному, а к положительному полюсу источника анодного напряжения. Схема работает так же, как и основная схема мультивибратора. Единственное отличие ее состоит в том, что в момент запирания лампы $Л_2$ и отпирания лампы $Л_1$ происходит не разряд конденсатора C_1 через лампу $Л_1$ и резистор R_{c2}, а перезаряд, так как последовательно с резистором R_{c2} оказывается включенным источник анодного напряжения E_a.

Ток заряда конденсатора C_1, показанный на рис. 60,*а* стрелками, проходит от его левой, положительно заряженной обкладки через лампу $Л_1$, источник анодного напряжения и резистор R_{c2} на правую обкладку. После полного разряда конденсатор C_1 должен перезаряжаться от источника E_a плюсом на правую обкладку и минусом — на левую. В действительности перезаряда не происходит, так как процесс обрывается раньше, чем конденсатор полностью разрядится, а именно, когда потенциал его правой обкладки достигнет уровня $-E_{c0}$ (рис. 60,*б*). После этого скачком отопрется лампа $Л_2$, запрется лампа $Л_1$ и начнется вторая часть периода колебаний мультивибратора.

В мультивибраторе с положительными сетками потенциал правой обкладки конденсатора C_1, присоединенной к сетке лампы $Л_2$, стремится не к нулю, а к напряжению $+E_a$, поэтому получается большая крутизна нарастания экспоненты. В результате уровень $-E_{c0}$ будет пересекаться экспонентой под бóльшим углом. При изменении уровня $-E_{c0}$ на величину ΔE_{c0} изменение величины T_1

будет значительно меньше, чем в основной схеме мультивибратора ($\Delta T'_1$ вместо $\Delta T''_1$).

Кроме большей стабильности частоты колебаний, в схеме можно получить при тех же параметрах меньшую длительность периода, т. е. большую частоту колебаний. При той же частоте колебаний в схеме мультивибратора с положительными сетками можно применить большие емкости конденсаторов C_1 и C_2, что ослабит влияние паразитных емкостей схемы.

Мультивибраторы на транзисторах. В схемах мультивибраторов вакуумные лампы могут быть заменены плоскостными транзисторами, включенными по схеме с общим эмиттером.

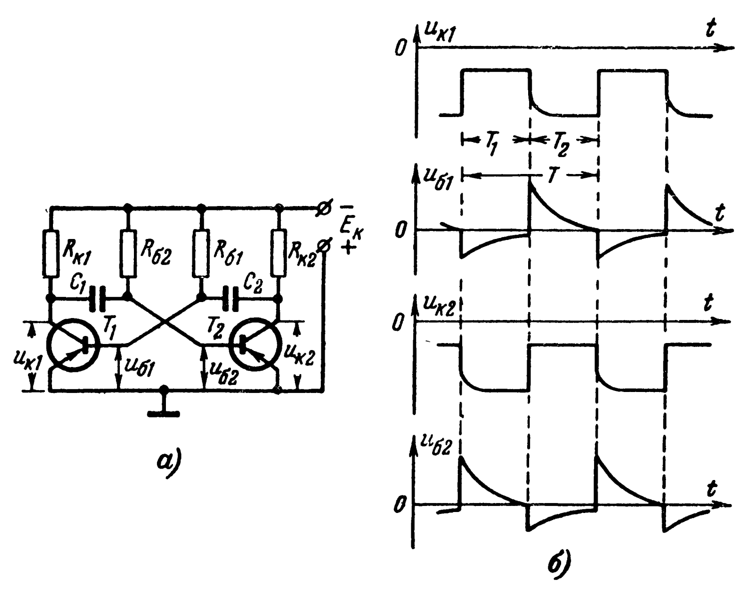


Рис. 61. Мультивибратор на транзисторах.

а — принципиальная схема; *б* — графики напряжений на коллекторах и базах симметричного мультивибратора.

На рис. 61 приведена чаще всего применяемая схема мультивибратора с емкостными коллекторно-базовыми связями и отрицательными потенциалами баз, аналогичная схема лампового мультивибратора с положительными сетками. Подача отрицательного напряжения через резисторы $R_{б1}$ и $R_{б2}$ на базы транзисторов дает большую стабильность частоты колебаний, чем у мультивибратора с нулевыми напряжениями на базах.

В симметричном мультивибраторе транзисторы, сопротивления резисторов в цепях коллекторов и баз, а также емкости конденсаторов C_1 и C_2 одинаковы.

Устойчивое состояние схемы, при котором оба транзистора отперты, невозможно. Всякое изменение одного из токов или напря-

жений ведет к лавинообразному процессу, в результате которого один из транзисторов запирается, а другой отпирается.

Предположим, что в некоторый момент времени ток в цепи коллектора транзистора T_1 увеличивается. В результате потенциал его коллектора возрастает. Так как напряжение на конденсаторе C_1 мгновенно измениться не может, то потенциал базы транзистора T_2 повысится. Поэтому понизится потенциал коллектора транзистора T_2, что приведет к понижению потенциала базы транзистора T_1, и, следовательно, к дальнейшему росту его коллекторного тока. Происходит дальнейшее увеличение потенциала коллектора транзистора T_1, что в свою очередь приводит к дальнейшему уменьшению потенциала коллектора транзистора T_2 и т. д. В результате транзистор T_2 запирается, а транзистор T_1 полностью отпирается до насыщения. Скорость этого процесса получается очень большой, а его продолжительность — доли микросекунды.

Для насыщения транзистора необходимо выполнить условие

$$R_б < \beta R_к,$$

где β — коэффициент усиления по току в схеме с общим эмиттером.

Однако добиваться глубокого насыщения транзистора нецелесообразно, так как при этом возрастает время рассасывания носителей в базе, что приводит к увеличению времени срабатывания и к понижению стабильности частоты генерируемых импульсов. Поэтому практически величины $R_б$ и $R_к$ должны удовлетворять соотношению

$$R_б = \frac{1}{2} \beta R_к.$$

После окончания скачка начинается медленный процесс формирования плоских частей импульсов. Время пребывания схемы в этом состоянии определяется постоянной времени цепи разряда конденсатора C_1, который разряжается через открытый транзистор T_1, источник питания $E_к$ и резистор $R_{б2}$. Процесс перезаряда конденсатора C_1 поддерживает на базе транзистора T_2 положительное напряжение, и транзистор остается запертым. По мере разряда конденсатора это напряжение уменьшается и, когда оно достигает примерно нулевого значения, транзистор T_2 отпирается и развивается обратный лавинообразный процесс, в результате которого транзистор T_2 полностью отпирается, а транзистор T_1 запирается. Аналогично протекает процесс в следующем цикле, когда происходит разряд конденсатора C_2, а затем схема возвращается в первоначальное состояние.

Амплитуда импульсов на коллекторах транзисторов близка к напряжению источника питания $E_к$.

Длительность импульсов определяется временем уменьшения потенциала базы запертого транзистора до нулевого значения и может быть определена по формулам:

$$T_1 \approx 0{,}7 R_{б1} C_2; \quad T_2 \approx 0{,}7 R_{б2} C_1.$$

Частота колебаний мультивибратора

$$f=\frac{1}{T_1+T_2}\approx\frac{1,4}{R_{б1}C_2+R_{б2}C_1}.$$

Регулировать частоту колебаний мультивибратора удобнее всего путем изменения сопротивления резисторов в базовых цепях $R_{б1}$ и $R_{б2}$ или путем изменения напряжения источника питания, к которому подключаются эти резисторы. От сопротивлений резисторов в цепях коллекторов $R_{к1}$ и $R_{к2}$ частота колебаний практически не зависит.

Скважность импульсов несимметричного мультивибратора не может быть большой из-за необходимости получения режима насы-

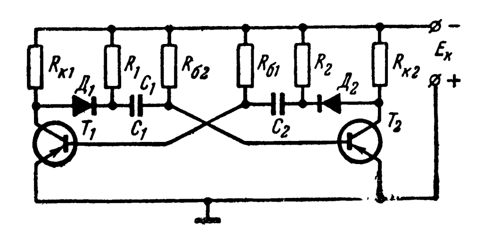


Рис. 62. Мультивибратор на транзисторах с улучшенной формой выходных импульсов.

щения отпертого транзистора. Если отпертые транзисторы не достигают состояния насыщения, то форма колебаний резко искажается. Это происходит при слишком малой величине сопротивлений резисторов $R_к$.

Максимальная возможная скважность может быть определена по формуле

$$Q=1+0,3\beta.$$

Недостаток мультивибратора по схеме на рис. 61 заключается в экспоненциальном фронте импульса на коллекторе запирающегося транзистора. Это удлинение фронта появляется из-за падения напряжения на коллекторном резисторе при заряде конденсатора связи, включенного между коллектором запертого и базой отпертого транзистора.

Длительности фронтов отрицательных перепадов напряжения на коллекторах транзисторов T_1 и T_2 соответственно равны:

$$t_{ф1}\approx 2,3R_{к1}C_1;\quad t_{ф2}\approx 2,3R_{к2}C_2.$$

Эффективное средство улучшения формы импульсов мультивибратора на плоскостных транзисторах — применение разделительных диодов $Д_1$ и $Д_2$ в цепи коллекторов (рис. 62).

В этой схеме заряд конденсаторов C_1 и C_2 происходит через дополнительные резисторы R_1 и R_2. Так, конденсатор C_1 заряжается базовым током открытого транзистора T_2 через резистор R_1,

поскольку диод $Д_1$ в это время заперт. При этом потенциал коллектора запирающегося транзистора T_1 почти мгновенно достигает напряжения источника питания коллектора — $E_к$. Малая длительность фронтов импульсов в коллекторных цепях определяется здесь в основном частотными свойствами транзисторов. Генерируемые импульсы приобретают практически прямоугольную форму.

В схемах мультивибраторов на транзисторах желательно применять высокочастотные импульсные транзисторы (например, типа П16), имеющие малое время включения и выключения.

Элементы схемы выбираются в следующих пределах: $R_б$ — десятки килоом, $R_к$ — единицы килоом, C — сотни — тысячи пикофарад.

Пример. Симметричный мультивибратор собран на транзисторах, имеющих коэффициент усиления по току $\beta=40$. Требуется получить длительность импульсов $T_1=T_2=14$ *мксек.*

Выбираем $C_1=C_2=510$ *пф*. Рассчитываем $R_{б1}$ и $R_{б2}$ по формуле $T_1=T_2=0{,}7R_{б1}C_2$:

$$R_{б1}=\frac{T_1}{0{,}7C_2}=\frac{14\cdot10^{-6}}{0{,}7\cdot510\cdot10^{-12}}=4\cdot10^4\ ом=40\ ком.$$

Берем $R_{б1}=R_{б2}=39$ *ком*. Рассчитываем $R_{к1}$ и $R_{к2}$ по соотношению $R_б=\frac{1}{2}\beta R_к$:

$$R_{к1}=R_{к2}=\frac{2R_б}{\beta}=\frac{2\cdot39}{41}=2\ ком.$$

Длительность фронтов

$$t_{ф1}=t_{ф2}=2{,}3R_{к1}C_1=2{,}3\cdot2\cdot10^3\cdot510\cdot10^{-12}=2{,}3\cdot10^{-6}\ сек=2{,}3\ мксек.$$

Частота колебаний

$$f=\frac{1}{T_1+T_2}=\frac{1}{28\cdot10^{-6}}=36\cdot10^3\ гц=36\ кгц.$$

Максимальная возможная скважность в схеме несимметричного мультивибратора на выбранных транзисторах:

$$Q=1+0{,}3\beta=1+0{,}3\cdot40=13.$$

27. ЖДУЩИЕ МУЛЬТИВИБРАТОРЫ

Почти любой мультивибратор, работающий в автоколебательном режиме и не имеющий состояния устойчивого равновесия, можно превратить в мультивибратор, имеющий одно устойчивое положение и одно неустойчивое положение. Такие схемы называются ждущими мультивибраторами. Иногда их называют также одноимпульсными мультивибраторами, одновибраторами, релаксационными реле или кипп-реле.

Перевод схемы из устойчивого состояния в неустойчивое происходит путем воздействия внешнего запускающего импульса. В не-

устойчивом положении схема находится в течение некоторого времени в зависимости от ее параметров, а затем автоматически, скачком возвращается в первоначальное устойчивое состояние.

Ждущие мультивибраторы широко применяются в импульсных устройствах для формирования широких прямоугольных импульсов из узких запускающих импульсов произвольной формы, для задержки импульсов на определенное время, образования ждущей развертки в осциллографах и других целей.

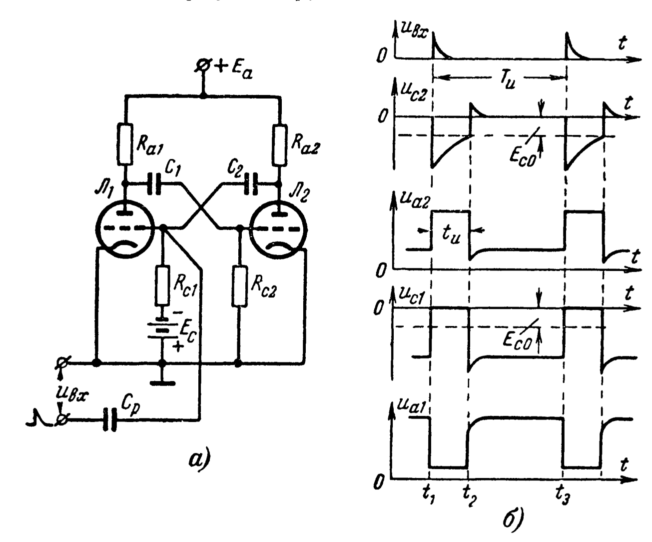


Рис. 63. Мультивибратор в ждущем режиме.
а — основная схема; *б* — графики напряжений.

Существует значительное количество вариантов ждущих мультивибраторов, но во всех схемах одна из ламп (один из транзисторов) запирается отрицательным смещением, в результате чего автоколебания прекращаются.

Ждущий режим основной схемы мультивибратора. Если в цепь сетки лампы $Л_1$ основной схемы мультивибратора ввести дополнительный источник напряжения $E_с$, присоединенный минусом к сетке лампы, то в исходном состоянии лампа $Л_1$ будет заперта, если напряжение $E_с$ превышает напряжение запирания лампы, а через лампу $Л_2$ будет проходить максимальный ток (рис. 63). Чтобы вывести схему из состояния равновесия, нужно подать положительный запускающий импульс на сетку лампы $Л_1$ или отрицательный — на сетку лампы $Л_2$.

Предположим, что в момент времени t_1 на сетку лампы $Л_1$ подан положительный запускающий импульс произвольной формы и длительности. Амплитуда его должна превышать разность между отрицательным смещением на сетке $E_с$ и напряжением отпирания лампы $E_{с0}$.

Запускающий импульс отпирает лампу $Л_1$. Анодный ток создает падение напряжения на резисторе R_{a1}, напряжение на аноде лампы уменьшается и конденсатор C_1 начинает разряжаться через лампу $Л_1$ и резистор R_{c2}. На сопротивлении резистора R_{c2} возникает падение напряжения, запирающее лампу $Л_2$. Падение напряжения на резисторе R_{a2} исчезает и конденсатор C_2 начинает заряжаться через резисторы R_{a2}, R_{c1} и сеточную сеть лампы $Л_1$. На сопротивлении резистора R_{c1} образуется падение напряжения с плюсом на сетке лампы $Л_1$, поэтому лампа остается отпертой и после прекращения действия запускающего импульса. Процесс отпирания лампы $Л_1$ и запирания лампы $Л_2$ происходит скачком. Новое состояние схемы неустойчиво. В нем схема будет находиться до тех пор, пока убывающее отрицательное напряжение на сетке лампы $Л_2$ при разряде конденсатора C_1 станет равным напряжению отпирания лампы E_{c0} (момент времени t_2). После этого возникает новый лавинообразный процесс нарастания тока лампы $Л_2$ и спадания тока лампы $Л_1$, в результате которого лампа $Л_1$ вновь запирается, а лампа $Л_2$ отпирается. Схема возвращается в исходное устойчивое состояние и будет находиться в нем до момента прихода следующего запускающего импульса t_3.

В схеме ждущего мультивибратора период колебаний T определяется только запускающими импульсами и не зависит от постоянной времени цепи разряда конденсатора C_2. Поэтому в ждущем мультивибраторе конденсатор C_2 может иметь большую емкость (тысячи пикофарад), при этом он не успевает заметно разряжаться за время импульса и заряжаться за время паузы. В результате фронт импульса на аноде лампы $Л_2$ получается более крутым.

Недостаток схемы состоит в низкой стабильности длительности генерируемого импульса.

Ждущий мультивибратор с катодной связью и положительным смещением. Для получения большей стабильности длительности импульса $t_и$ резистор утечки сетки R_{c2}, лампы $Л_2$ может быть подключен не к отрицательному, а к положительному полюсу источника анодного питания (рис. 64). При этом аналогично схеме мультивибратора с положительными сетками, работающего в автоколебательном режиме (рис. 60), напряжение на сетке лампы $Л_2$ изменяется по более крутой экспоненте, стремясь к напряжению E_a.

В устойчивом состоянии лампа $Л_2$ открыта, так как ее сетка через большое сопротивление резистора R_{c2} (1—3 *Мом*) присоединена к положительному полюсу источника анодного напряжения E_a. Потенциал сетки относительно катода близок к нулю, так как сопротивление участка сетка — катод открытой лампы $Л_2$ много меньше сопротивления резистора R_{c2}. Анодный ток лампы $Л_2$, проходя через резистор $R_к$, создает на нем падение напряжения в несколько десятков вольт, запирающее лампу $Л_1$. Положительное напряжение, снимаемое на сетку лампы с потенциометра R_2, должно быть меньше отрицательного напряжения на резисторе $R_к$.

Для запуска схемы в момент времени t_1 на сетку лампы $Л_1$ подается положительный импульс такой амплитуды, чтобы напряжение на сетке стало меньше потенциала отпирания E_{c0}. При отпирании лампы $Л_1$ потенциал ее анода понизится и заряженный до напряжения источника анодного питания конденсатор C начинает разряжаться через лампу $Л_1$, резистор $R_к$, источник анодного питания и резистор R_{c2} Проходя через резистор R_{c2}, ток разряда

конденсатора создает на нем падение напряжения, приложенное со знаком минус к сетке лампы $Л_2$. Поэтому уменьшается анодный ток лампы $Л_2$ и падение напряжения на резисторе $R_к$. При этом уменьшается отрицательное напряжение на сетке лампы $Л_1$, анодный ток лампы $Л_1$ еще больше возрастает, что приводит к дальнейшему понижению потенциала ее анода.

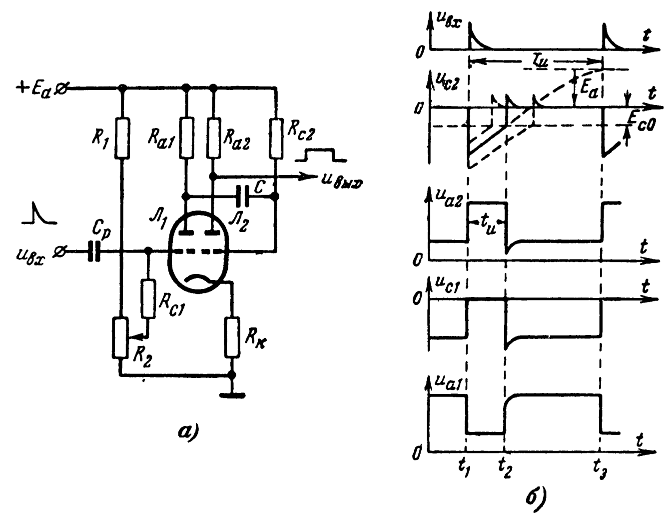


Рис. 64. Ждущий мультивибратор с катодной связью и положительным смещением.

а — принципиальная схема; *б* — графики напряжений.

В результате образуется лавинообразный процесс, при котором лампа $Л_1$ отпирается, а лампа $Л_2$ запирается. В таком состоянии схема остается до тех пор, пока отрицательное напряжение на сетке лампы $Л_2$ не уменьшится до потенциала отпирания лампы $E_{с0}$. В этот момент t_2 лампа $Л_2$ отпирается, лампа $Л_1$ запирается и схема возвращается к исходному устойчивому состоянию до прихода следующего запускающего импульса в момент времени t_3.

Длительность импульсов на анодах ламп ждущего мультивибратора $t_и$ определяется постоянной времени цепи разряда конденсатора C. Она также зависит от напряжения, прикладываемого к сетке лампы $Л_1$ с потенциометра R_2. Отрицательное напряжение на сетке лампы $Л_2$ (график $u_{с2}$ на рис. 64,*б*) достигает потенциала $E_{с0}$, при котором лампа отпирается тем скорее, чем меньше будет скачок напряжения $U_{с2}$ в момент t_1 опрокидывания мультивибратора. Величина этого скачка равна скачку напряжения на аноде лампы $Л_1$. Чем больше анодный ток лампы $Л_1$, тем больший скачок напряжения образуется на ее аноде и на сетке лампы $Л_2$ и тем больше длительность выходного импульса. Анодный ток лампы $Л_1$ зависит от напряжения на ее сетке, устанавливаемого потенцио-

метром R_2. Изменяя это напряжение, можно почти линейно регулировать длительность выходного импульса в пределах от единиц до сотен микросекунд. Чем больше напряжение, снимаемое с потенциометра R_2, тем больше длительность импульса $t_и$.

В схеме ждущего мультивибратора с катодной связью и положительным смещением сопротивления анодных резисторов $R_а$ выбираются порядка 5—10 *ком*, $R_к$ — единицы килоом, R_{c1} — сотни килоом, R_{c2}—1÷3 *Мом*, C — от сотен до десятков тысяч пикофарад.

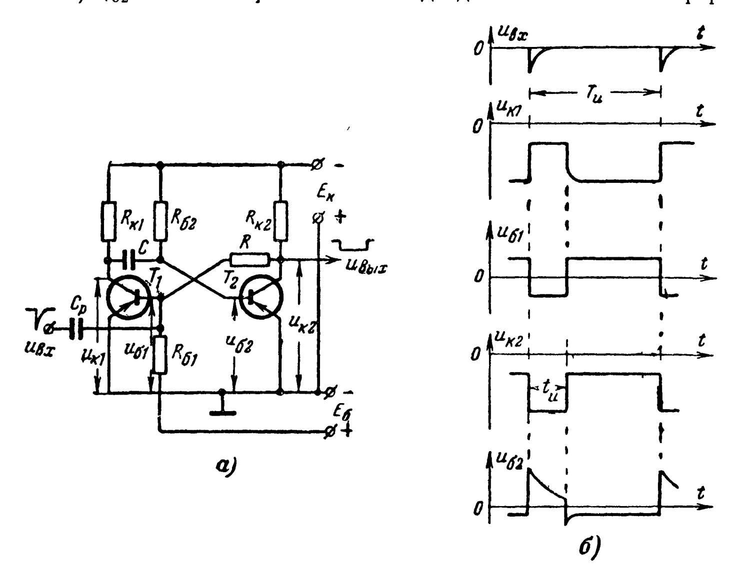


Рис. 65. Ждущий мультивибратор на транзисторах.
а — принципиальная схема; *б* — графики напряжений.

Ждущие мультивибраторы на транзисторах. Аналогично схемам на вакуумных лампах перевод мультивибратора на плоскостных транзисторах в ждущий режим легко достигается выбором соответствующих смещений на транзисторах.

Для получения ждущего режима мультивибратора с емкостными коллекторно-базовыми связями (рис. 61) необходимо один из транзисторов перевести в устойчивое запертое состояние положительным напряжением в цепи базы, а емкость, связывающую его базу с коллектором другого транзистора, заменить активным сопротивлением R (рис. 65).

В исходном устойчивом состоянии транзистор T_1 заперт. Когда на вход схемы приходит отрицательный запускающий импульс достаточной амплитуды, через транзистор начинает проходить коллекторный ток. Изменение напряжения на коллекторе транзистора T_1 передается через конденсатор C на базу транзистора T_2. Благодаря положительной обратной связи (через резистор R) нарастает лавинообразный процесс, приводящий к запиранию тран-

зистора T_2 и отпиранию транзистора T_1. В этом состоянии неустойчивого равновесия схема находится до тех пор, пока конденсатор C не разрядится через проводящий транзистор T_1 и резистор $R_{б2}$. В момент достижения нулевого значения напряжения $u_{б2}$ на базовой обкладке конденсатора C транзистор T_2 отпирается, а транзистор T_1 запирается, и схема возвращается в первоначальное устойчивое состояние.

Длительность импульса $t_и$, снимаемого с коллектора одного из транзисторов, определяется, как и в режиме автоколебаний, приближенной формулой

$$t_и \approx 0{,}7 R_{б2} C.$$

Отсутствие емкости в цепи коллектора транзистора T_2, отпертого в исходном состоянии, определяет близкую к прямоугольной форму импульса на его коллекторе. Улучшение формы импульса на коллекторе транзистора T_1, к которому подключен конденсатор C,

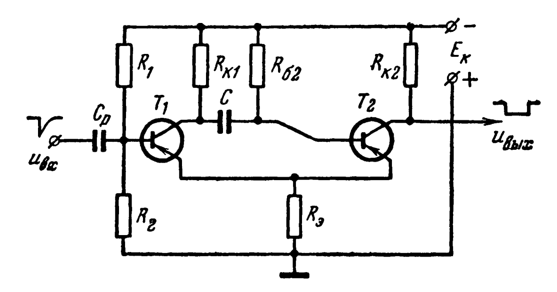


Рис. 66. Ждущий мультивибратор на транзисторах с эмиттерной обратной связью.

может быть достигнуто включением диода аналогично тому, как это делается в мультивибраторах, работающих в автоколебательном режиме (см. рис. 62).

Наибольшее практическое распространение получила схема ждущего мультивибратора с эмиттерной обратной связью (рис. 66), так как в ней одно устойчивое состояние обеспечивается без специального источника напряжения смещения.

До прихода запускающего импульса транзистор T_1 заперт напряжением, создаваемым током открытого транзистора T_2 на общем эмиттерном резисторе $R_э$. Схема работает аналогично ждущему мультивибратору с катодной связью и положительным смещением на вакуумном двойном триоде (см. рис. 64) и позволяет получить хорошую стабильность длительности выходного импульса.

Делитель напряжения R_1, R_2 служит для стабилизации потенциала базы транзистора T_1 в отпертом состоянии и подбирается так, чтобы в исходном состоянии транзистор T_1 был заперт. В отличие от схемы ждущего мультивибратора на лампах длительность импульса $T_и$ ждущего мультивибратора на транзисторах нельзя регулировать изменением смещения на базе запертого транзистора. Регулировка длительности импульса в рассматриваемом

мультивибраторе может осуществляться изменением сопротивления резистора $R_{б2}$.

В ждущих мультивибраторах на вакуумных лампах нельзя получить длительность импульса $t_и$ больше, чем 0,8—0,85 от интервала времени $T_и$ между запускающими импульсами, так как схема должна успеть возвратиться в исходное устойчивое состояние до повторного запуска. В ждущих мультивибраторах на транзисторах повторный запуск возможен лишь через еще более длительное время из-за накопления носителей в базе отпертого транзистора. Поэтому после подачи запирающего напряжения на транзистор необходимо время для постепенного рассасывания заряда, в течение которого коллекторный ток продолжает проходить через транзистор (см. рис. 12,*в*).

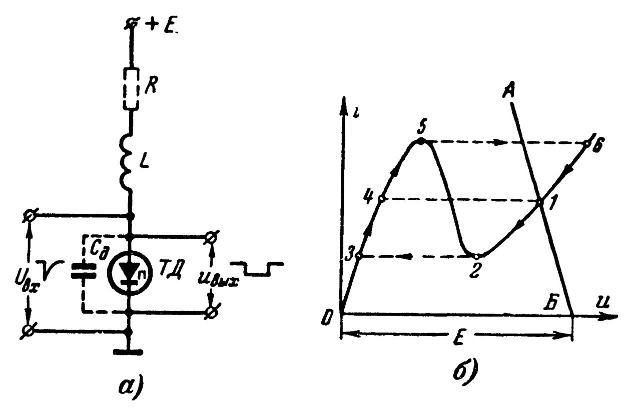


Рис. 67. Ждущий мультивибратор на туннельном диоде.

а — принципиальная схема; *б* — вольт-амперная характеристика диода с нагрузочной прямой.

Ждущий мультивибратор на туннельном диоде. На одном туннельном диоде может быть собрана простая схема ждущего мультивибратора (рис. 67,*а*).

На туннельный диод подано напряжение смещения E через катушку индуктивности L (единицы миллигенри). Устройство запускается отрицательным импульсом. Выходное напряжение $u_{вых}$ снимается с туннельного диода. На схеме штриховыми линиями указаны также небольшая емкость перехода туннельного диода $C_д$ и суммарное активное сопротивление катушки индуктивности и источника питания R, имеющее небольшую величину (порядка 20 *ом*).

На рис. 67,*б* приведена вольт-амперная характеристика туннельного диода и нагрузочная прямая *АБ*, которая идет круто, так как сопротивление R мало.

Величина E выбирается так, чтобы нагрузочная прямая пересекала вольт-амперную характеристику в точке *1* на восходящей ветви характеристики с большим напряжением. Это положение рабочей точки будет устойчивым.

Если амплитуда отрицательного запускающего импульса достаточна, чтобы перевести рабочую точку по характеристике из положения *1* в положение *2*, то возникает скачкообразное изменение напряжения по циклу *1—2—3—4—5—6—1*. Весь этот цикл можно разбить на цикл запуска *1—2—3—4*, происходящий под воздействием запускающего импульса, и на переходный цикл *4—5—6—1*, происходящий в схеме после окончания запускающего импульса. Во время переходного цикла рабочая точка возвращается в положение *1* на нагрузочной прямой. Длительность переходного цикла, обусловленного переходными процессами в схеме, определяется параметрами схемы, параметрами туннельного диода и положением исходной рабочей точки *1*.

Изменяя положение рабочей точки *1* путем изменения напряжения источника смещения *E*, можно в широких пределах изменять длительность отрицательного импульса на выходе схемы. Если точка *1* приближается к точке *6*, то длительность переходного цикла и выходного импульса уменьшается, а если точка *1* приближается к точке *2*, то длительность увеличивается.

ГЛАВА СЕДЬМАЯ

ТРИГГЕРЫ

Триггерами называются импульсные схемы, имеющие два устойчивых состояния. Иногда их называют также спусковыми устройствами, релаксационными реле с двумя устойчивыми состояниями или реостатными спусковыми схемами.

В отличие от ждущих мультивибраторов, имеющих одно устойчивое состояние равновесия, триггер возвращается в исходное состояние только после воздействия на него второго запускающего импульса. Ждущий мультивибратор переходит из устойчивого состояния в состояние неустойчивое под воздействием запускающего импульса, а возвращается в устойчивое состояние самостоятельно вследствие переходных процессов, происходящих в самой схеме. В триггере же каждое из устойчивых состояний равновесия сохраняется до воздействия следующего запускающего импульса.

В схемах триггеров могут использоваться вакуумные лампы, транзисторы, газоразрядные приборы и туннельные диоды. Магнитные элементы с прямоугольной петлей гистерезиса, переключающиеся из одного устойчивого состояния в другое и остающиеся в нем после прекращения действия запускающего импульса, также могут быть использованы в качестве триггера.

Область применения триггеров очень обширна. В электронных счетных машинах дискретного действия триггеры служат одними из основных элементов и выполняют функции запоминающих, счетных, пороговых и переключающих ячеек. Триггеры применяются также как делители частоты следования импульсов, для счета частиц или электрических сигналов, для безынерционного включения и выключения различных устройств, а также для автоматической отбраковки изделий, где триггер работает как сравнивающее устройство. Контролируемый параметр (вес, размер, объем, уровень и др.) преобразуется в электрическое напряжение, которое подается на

вход триггера. При превышении контролируемым параметром определенного уровня происходит переключение триггера, включается индикаторная лампа, указывающая на брак, или автомат, направляющий изделие в бункер брака.

28. ТРИГГЕРЫ НА ЭЛЕКТРОННЫХ ЛАМПАХ

На рис. 68 приведены две основные схемы триггеров: с внешним источником смещения — E_c (рис. 68,*а*) и с автоматическим смещением, создаваемым анодными токами ламп на общем резисторе $R_к$, включенном в цепи катодов (рис. 68,*б*).

Эти схемы отличаются от основной схемы мультивибратора тем, что вместо переходных конденсаторов C_1 и C_2 здесь включены

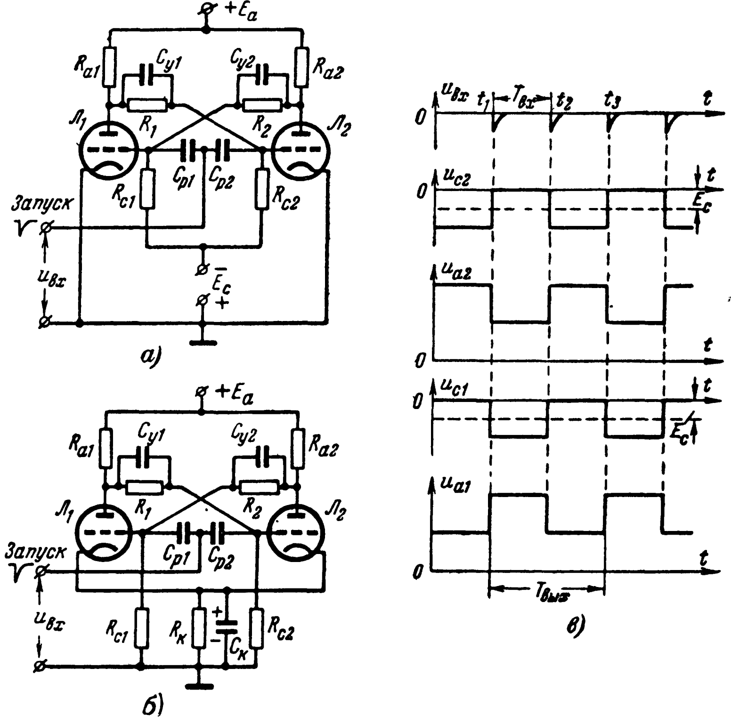


Рис. 68. Основные схемы триггера на лампах.

а — принципиальная схема триггера с внешним источником смещения; *б* — принципиальная схема триггера с автоматическим смещением; *в* — графики напряжений на сетках и анодах ламп.

резисторы R_1 и R_2, и к сеткам обеих ламп приложено значительное отрицательное запирающее напряжение $-E_c$.

Триггер можно рассматривать как двухкаскадный усилитель постоянного тока, у которого выход соединен со входом при помощи реостатной связи. Благодаря положительной обратной связи

изменение потенциала сетки любой лампы приводит к дальнейшему изменению этого потенциала в этом же направлении, т. е. процесс имеет лавинообразный характер и заканчивается полным запиранием одной из ламп и отпиранием другой. В отличие от схем мультивибраторов это состояние оказывается устойчивым, так как из-за отсутствия в цепях связи конденсаторов потенциалы сеток ламп без внешнего воздействия сохраняются неизменными. Для выведения схемы из устойчивого состояния необходимо внешнее воздействие для отпирания запертой лампы, при этом схема переходит в другое устойчивое состояние, т. е. открытая лампа запирается, а запертая — отпирается.

Рассмотрим физические процессы, происходящие в триггере. Если запускающие импульсы к триггеру не подводятся, то он может находиться в одном из двух устойчивых состояний: 1) лампа $Л_1$ отперта, а лампа $Л_2$ заперта; 2) лампа $Л_1$ заперта, а лампа $Л_2$ отперта. В схеме на рис. 68,*б* анодный ток отпертой лампы, проходя по общему катодному резистору $R_к$, создает на сетках обеих ламп отрицательное напряжение смещения.

Если через одну из ламп, например $Л_1$, в начальном положении проходит анодный ток, то ток через лампу $Л_2$ не проходит и триггер находится в устойчивом состоянии. Вследствие падения напряжения на сопротивлении резистора анодной нагрузки $R_{а1}$ напряжение $u_{а1}$ на аноде лампы $Л_1$ меньше, чем напряжение $u_{а2}$ на аноде запертой лампы $Л_2$. Так как анод лампы $Л_1$ связан через резистор R_1 с сеткой лампы $Л_2$, а анод лампы $Л_2$ связан через резистор R_2 с сеткой лампы $Л_1$, то напряжение $u_{с2}$ на сетке лампы $Л_2$ будет более отрицательным, чем напряжение $u_{с1}$ на сетке лампы $Л_1$. Плечи делителя напряжения R_1, $R_{с2}$ подбираются так, чтобы отрицательное напряжение смещения на резисторе $R_к$ (или от источника $E_с$) было больше, чем сумма положительного напряжения на резисторе $R_{с2}$ и напряжения запирания лампы $E_{с0}$. Поэтому лампа $Л_2$ оказывается запертой.

Пусть в момент времени t_1 на вход схемы подается отрицательный запускающий импульс. Через разделительные конденсаторы $C_{р1}$ и $C_{р2}$ этот импульс воздействует одновременно на сетки обеих ламп. Воздействие отрицательного запускающего импульса на сетку запертой лампы $Л_2$ не отразится на состоянии схемы, воздействие же отрицательного импульса на сетку отпертой лампы $Л_1$ вызовет мгновенное запирание лампы $Л_1$. При этом прекращается анодный ток лампы $Л_1$, исчезает падение напряжения на резисторе $R_{а1}$ и увеличивается напряжение $u_{а1}$ на аноде лампы $Л_1$. Скачок напряжения передается на сетку лампы $Л_2$, напряжение на ней $u_{с2}$ увеличивается и лампа $Л_2$ отпирается. Это вызывает понижение потенциала на аноде лампы $Л_2$ и на сетке лампы $Л_1$, поэтому лампа $Л_1$ остается запертой. Схема переходит во второе устойчивое состояние.

В таком состоянии схема находится до прихода следующего запускающего импульса в момент времени t_2. Этот импульс также подводится к сеткам обеих ламп, но действует только на отпертую лампу $Л_2$. При этом лампа $Л_2$ запирается, а лампа $Л_1$ отпирается.

Следующий запускающий импульс в момент времени t_3 вызовет отпирание лампы $Л_1$ и запирание лампы $Л_2$ и т. д.

На рис. 68,*в* приведены идеализированные графики напряжений на сетках и анодах ламп триггера без учета влияния паразит-

Третий метод, применяемый наиболее часто, был рассмотрен выше. Его иногда называют счетным запуском, так как период колебаний на анодах ламп триггера $T_{вых}$ в 2 раза больше периода запускающих импульсов $T_{вх}$. Поэтому счетный запуск широко применяется в электронных счетных машинах и других импульсных схемах для деления частоты повторения импульсов в 2 раза. Триггер на лампах может запускаться и положительными импульсами, но он более чувствителен к импульсам отрицательной полярности, поэтому счетный запуск обычно производят отрицательными импульсами.

Для более четкой работы триггера важно ослабить его связь с цепью запуска. Для этого запускающие импульсы подают через разделительные диоды $Д_1$ и $Д_2$ (рис. 69). Иногда их подают и на

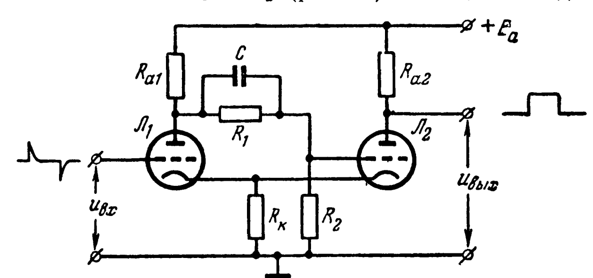


Рис. 70. Триггер с катодной связью.

аноды ламп триггера. В качестве разделительных диодов используют обычно полупроводниковые.

Триггер, схема которого показана на рис. 69, собран на двойном триоде 6Н15П с автоматическим смещением. На схеме указаны примерные величины элементов.

На рис. 70 приведена схема несимметричного триггера с катодной связью (триггера Шмитта), часто применяемого в качестве амплитудного дискриминатора, формирующего устройства и т. п.

В исходном состоянии лампа $Л_2$ отперта. Ее анодный ток проходит по общему катодному резистору $R_к$ и образует на нем падение напряжения, запирающее лампу $Л_1$.

При подаче на сетку лампы $Л_1$ положительного запускающего импульса эта лампа откроется и начнет проводить ток. Напряжения на ее аноде и на сетке лампы $Л_2$ уменьшатся. Поэтому уменьшится ток через лампу $Л_2$. Падение напряжения на резисторе $R_к$, создаваемое током лампы $Л_2$, тоже уменьшится. Лампа $Л_1$ еще более отпирается и таким образом развивается лавинообразный процесс нарастания тока лампы $Л_1$ и спадания тока лампы $Л_2$. Процесс заканчивается запиранием лампы $Л_2$. В этом состоянии триггер будет находиться до тех пор, пока амплитуда входного импульса превышает порог срабатывания триггера, после чего он возвращается в исходное состояние. Рассматриваемому триггеру присуще явление гистерезиса—уровень входного напряжения, при котором триггер возвращается в исходное состояние, несколько ниже, чем уровень (порог) срабатывания. Если амплитуда входного импульса

ных емкостей схемы. Переход триггера из одного устойчивого состояния в другое происходит очень быстро, за доли микросекунды. Для увеличения скорости переключения триггера резисторы R_1 и R_2 шунтируют конденсаторами небольшой емкости C_{y1}, C_{y2} (50—100 *пф*), которые называют «ускоряющими».

Элементы триггера выбирают в пределах: $R_а$ — десятки килоом, R_1 и R_2 — сотни килоом, $R_с$ — десятки — сотни килоом, $R_к$ — единицы килоом и $C_к$ — сотые доли микрофарады.

Триггеры обычно собираются на двойных триодах (6Н15П, 6Н2П, 6Н8С и др.). Для повышения быстродействия триггеры собирают на пентодах, имеющих меньшие межэлектродные емкости,

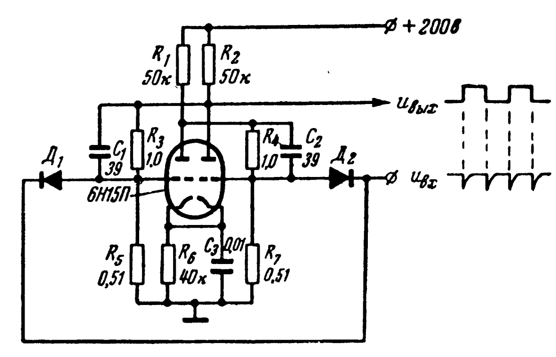


Рис. 69. Счетный запуск триггера через разделительные диоды импульсами отрицательной полярности.

чем триоды. При выборе лампы для триггера необходимо учитывать, что чем больше добротность ламп (отношение крутизны характеристики к суммарной паразитной емкости лампы), тем выше быстродействие триггера и меньше длительности его переключения. Мощность, рассеиваемая на аноде лампы, находящейся длительное время в отпертом состоянии, не должна превышать допустимую.

Быстродействие триггера характеризуется максимальной частотой повторения запускающих импульсов, при которой триггер еще четко срабатывает — без пропусков. Для триггеров на триодах она составляет сотни килогерц, а для триггеров на пентодах может быть повышена до нескольких мегагерц.

Иногда для характеристики быстродействия триггера применяют понятие «разрешающая способность триггера». Это величина, обратная минимальному временнóму интервалу между запускающими импульсами, при котором еще триггер надежно срабатывает.

Запускать триггер можно тремя методами:

1) импульсами одной полярности, подаваемыми поочередно на сетки обеих ламп (раздельный запуск);

2) импульсами чередующейся полярности, подаваемыми на сетку одной лампы;

3) импульсами одной полярности, подаваемыми одновременно на сетки обеих ламп.

меньше величины гистерезиса, то для возвращения триггера в исходное состояние не требуется второй запускающий импульс противоположной (отрицательной) полярности. В таком режиме триггер с катодной связью используют редко.

Выбором величин элементов схемы можно получить гистерезис в пределах от десятых долей вольта до 50—60 *в*.

Сопротивления резисторов $R_а$ выбирают порядка 5—10 *ком*, $R_к$—2÷4 *ком*, R_1 и R_2 — сотни килоом. Конденсатор C (десятки пикофарад) ускоряет опрокидывание схемы.

Счетный запуск триггера с катодной связью осуществить нельзя, так как запускающий импульс усиливается отпертой лампой с переменой полярности и компенсирует запускающий импульс на сетке запертой лампы.

Из-за несимметрии схемы и невозможности счетного запуска триггер с катодной связью не применяют в триггерных двоичных счетчиках. Схема широко применяется в устройствах автоматики как электронное реле уровня, так как она резко выделяет (скачком) момент достижения определенного уровня плавно изменяющимся входным напряжением.

Схема может применяться также для сравнения импульсов напряжения по амплитуде и для формирования напряжения прямоугольной формы из синусоидального напряжения.

Выходное напряжение снимают с анода лампы $Л_2$, не связанного с цепью обратной связи. Поэтому нагрузка не влияет на процессы в триггере и длительность перепадов выходных импульсов меньше, чем в симметричном триггере.

29. ТРИГГЕРЫ НА ГАЗОРАЗРЯДНЫХ ПРИБОРАХ

Кроме триггеров на вакуумных лампах, применяют триггеры на тиратронах и лампах с холодным катодом. Триггеры на тиратронах позволяют получить большой выходной ток, который можно использовать в схемах автоматики для управления электромагнитными реле, потребляющими большую мощность. Триггеры на лампах с холодным катодом, экономичных и имеющих малые размеры, в последние годы начали широко применяться в автоматике, в электронных коммутаторах и в счетных машинах.

На рис. 71 приведены два варианта схем триггера на лампах с холодным катодом МТХ-90.

Рассмотрим физические процессы, происходящие в схеме рис. 71,*а*.

Если в первом устойчивом состоянии лампа $Л_1$ зажжена, а лампа $Л_2$ заперта, то напряжение на аноде зажженной лампы $Л_1$ очень мало (10—20 *в*), а напряжение на аноде лампы $Л_2$ равно напряжению источника питания $E_а$. Поэтому конденсатор C заряжен до напряжения, близкого к $E_а$.

Если на вход подать отрицательный запускающий импульс, то режим схемы не изменится, так как ток, текущий через зажженную лампу, не зависит от потенциала управляющего электрода, а вторая лампа еще больше запирается. При подаче на вход положительного запускающего импульса зажигается запертая лампа $Л_2$. Потенциал анода вспыхнувшей лампы резко уменьшается до нескольких десятков вольт. Конденсатор C начинает разряжаться через лампу $Л_2$, источник питания и резистор $R_{а1}$. Это приводит

к понижению потенциала анода лампы $Л_1$ скачком почти на величину начальной разности потенциалов на конденсаторе. Поэтому напряжение на аноде лампы $Л_1$ становится ниже потенциала горения и лампа $Л_1$ гаснет. После этого ее анодное напряжение устанавливается равным $E_а$ и конденсатор C оказывается перезаряженным. Это второе устойчивое состояние, при котором лампа $Л_1$ заперта, а лампа $Л_2$ зажжена, сохраняется до прихода следующего положительного запускающего импульса.

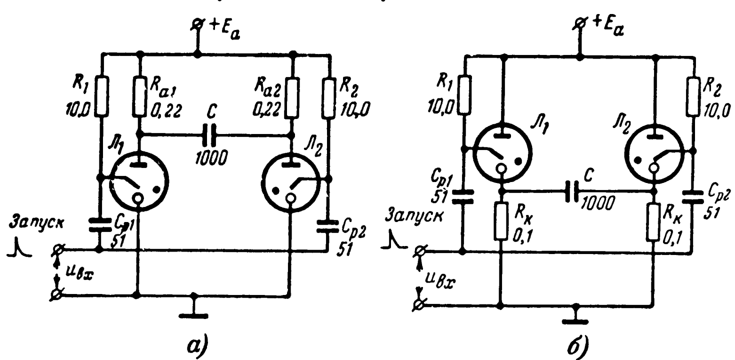


Рис. 71. Схемы триггеров на лампах с холодным катодом МТХ-90.

а — с анодными нагрузками, *б* — с катодными нагрузками.

В схеме на рис. 71,*б* сопротивления нагрузок ламп $R_{к1}$ и $R_{к2}$, с которых снимается выходное напряжение, включены в цепи катодов ламп. Гашение разряда в лампе, через которую протекал ток до прихода запускающего импульса, происходит от перезаряда конденсатора C.

30. ТРИГГЕРЫ НА ТРАНЗИСТОРАХ

Триггеры на транзисторах по схемам и принципу действия подобны триггерам на вакуумных лампах.

На рис. 72,*а* приведена схема триггера с внешним источником напряжения смещения $E_б$ и на рис. 72,*б* — с автоматическим смещением. Напряжение смещения в схеме на рис. 72,*б* создается на общем эмиттерном резисторе $R_э$, шунтированном конденсатором $C_э$ для увеличения скорости опрокидывания триггера.

Преимущество схемы с автоматическим смещением состоит в отсутствии специального источника смещения, недостаток — в неполном использовании напряжения $E_к$ из-за падения напряжения на резисторе $R_э$. Кроме того, триггер с внешним источником напряжения смещения работает более стабильно при изменениях температуры, чем триггер с автоматическим смещением.

Параллельно резисторам R_1 и R_2 для ускорения переходного процесса включают конденсаторы C_1 и C_2. Их емкость берется порядка нескольких сотен пикофарад.

Запускающие импульсы можно подавать или раздельно на базы обоих транзисторов, или на общий вход. Запускается триггер обычно через разделительные полупроводниковые диоды $Д_1$, $Д_2$.

Если вначале транзистор T_1 отперт, а транзистор T_2 заперт, то при подаче положительного импульса на базу транзистора T_1 он запирается и на его коллекторе напряжение становится более отрицательным. Этот отрицательный скачок напряжения через цепь R_1C_1 передается на базу транзистора T_2 и отпирает его. Во втором устойчивом состоянии триггер остается, пока на базу транзистора T_2 не приходит положительный импульс, возвращающий триггер в первоначальное устойчивое состояние.

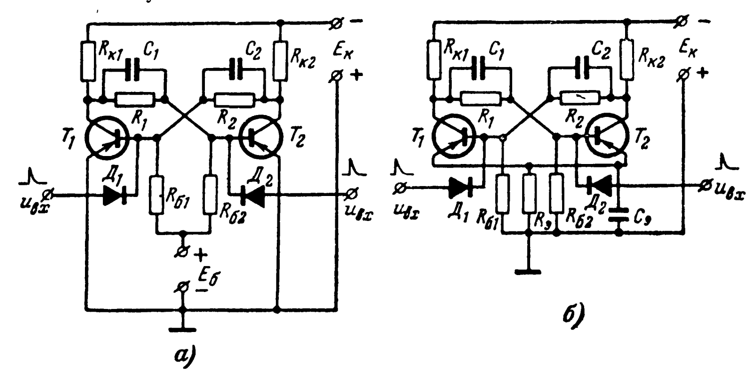


Рис. 72. Основная схема триггера на транзисторах.
а — с внешним источником смещения; *б* — с автоматическим смещением.

Сопротивления резисторов в цепях коллекторов $R_{к1}$ и $R_{к2}$ берут порядка 1—3 *ком*, а R_1, R_2, $R_{б1}$ и $R_{б2}$ порядка 5—12 *ком*.

Тип транзистора для схемы триггера выбирают по заданному перепаду напряжения на коллекторах $U_{к.макс}$. Напряжение источника питания коллекторных цепей $E_к$ должно быть примерно

$$E_к \approx (1,1—1,5)\,U_{к\ макс}.$$

Поэтому выбранный тип транзистора должен иметь допустимое коллекторное напряжение, не меньшее $E_к$.

Для получения заданного быстродействия триггера транзисторы должны иметь такую граничную частоту $f_{гр}$, которая превышала бы частоту повторения запускающих импульсов примерно в 1,5 раза при раздельном запуске триггера и в 3 раза при счетном запуске.

Напряжение смещения на базах транзисторов $E_б$, создающееся на резисторе $R_э$ током эмиттера отпертого транзистора или подаваемое от внешнего источника смещения, должно быть в пределах 1—2 *в*. При меньших значениях $E_б$ триггер работает нестабильно, а при больших значениях уменьшается его быстродействие.

Величину $R_к$ можно рассчитать по формуле

$$R_к = (0{,}05 \div 0{,}1)\frac{E_к}{I_{к0\ макс}},$$

где $I_{к0\ макс}$ — максимальный обратный ток коллектора (выбирается по справочнику)

Зная $R_к$, находим $R_э$ по формуле

$$R_э \approx R_к \frac{E_б}{E_к}.$$

Пример. Нужно получить перепад напряжения на коллекторах триггера $U_{к.макс}=10$ *в*. Выбираем импульсный транзистор П16, имеющий допустимое коллекторное напряжение $E_к=1{,}5\,U_{к\,макс}=1{,}5\cdot10=15$ *в*. Для него $I_{ко\,макс}=0{,}5$ *ма*.

Тогда

$$R_к=0{,}1\frac{E_к}{I_{ко\,макс}}=0{,}1\frac{15}{0{,}5\cdot10^{-3}}=1\,500\ ом \doteq 1{,}5\ ком,$$

$$R_э=R_к\frac{E_б}{E_к}=1\,500\frac{2}{15}=200\ ом.$$

На рис. 73,*а* приведена наиболее простая схема триггера на плоскостных транзисторах с непосредственной связью базовых и

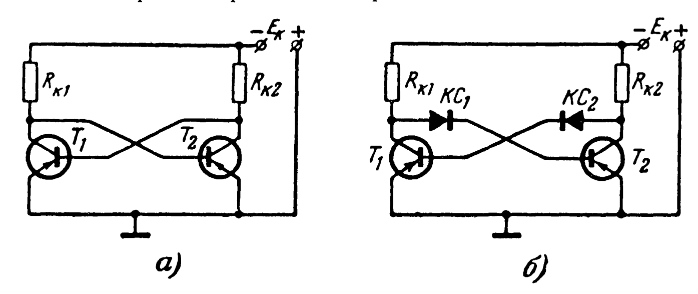


Рис. 73. Триггер на транзисторах с непосредственной связью (*а*) и триггер на транзисторах с коллекторно-базовыми связями через кремниевые стабилитроны (*б*).

коллекторных цепей. В ламповой схеме такую связь осуществить невозможно, так как схема имела бы только одно устойчивое состояние (обе лампы отперты). В схеме на транзисторах напряжение на коллекторе отпертого транзистора почти равно нулю и поэтому второй транзистор заперт. Недостаток схемы заключается в недостаточной устойчивости работы при изменении температуры.

Практически быстродействие триггера ограничено задержкой времени перехода транзистора из отпертого состояния в запертое, когда рассасываются носители в базе насыщенного транзистора. Поэтому стараются избежать работы триггера в области глубокого насыщения коллекторного тока.

При использовании в качестве элементов связи кремниевых стабилитронов KC_1 и KC_2 типа Д808—Д811, Д813, включенных в направлении обратного пропускания тока, глубокое насыщение транзисторов исключается (рис. 73,*б*).

В гл. 2 было показано, что в широком диапазоне токов напряжение на кремниевом стабилитроне, включенном в обратном

направлении, практически постоянно и равно E_0. Поэтому ток базы отпертого транзистора не превышает величины

$$i_б = \frac{E_к - E_0}{R_к},$$

где $E_к$ — напряжение питания коллектора;

$R_к$ — сопротивление резистора в цепи коллектора.

Выходное напряжение, снимаемое с коллектора, имеет амплитуду, примерно равную E_0 и в зависимости от типа стабилитрона лежит в пределах 7—14 *в*.

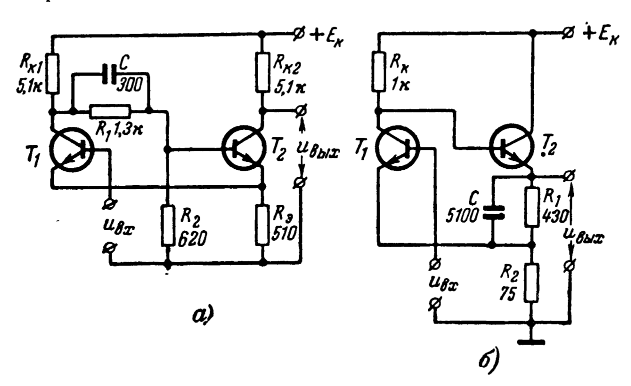


Рис. 74. Триггер с эмиттерной связью.
а — основная схема; *б* — схема с непосредственной связью.

На рис. 74,*а* приведена схема триггера с эмиттерной связью на транзисторах *n-p-n* типа, аналогичная схеме несимметричного триггера с катодной связью, собранной на электронных лампах (рис. 70). Эту схему, так же как и ламповую, иногда называют триггером Шмитта.

Ток эмиттера отпертого транзистора создает падение напряжения на резисторе $R_э$, поддерживающее второй транзистор в запертом состоянии. Запускающий импульс вызывает опрокидывание схемы.

Триггер, схема которого показана на рис. 74,*б*, имеет малое выходное сопротивление (десятки *ом*), так как транзистор T_2 работает как эмиттерный повторитель. Поэтому к ее выходу может быть присоединена низкоомная нагрузка, например длинный коаксиальный кабель, имеющий также большую емкость. Конденсатор *C* ускоряет опрокидывание схемы. Схемы могут собираться и на транзисторах *p-n-p* типа.

Триггер с эмиттерной связью применяется для тех же целей, что и ламповый триггер с катодной связью.

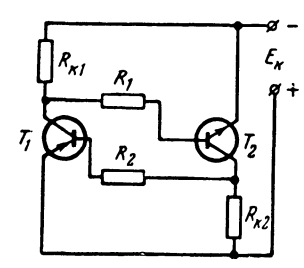


Рис. 75. Триггер на транзисторах типа *p-n-p* и *n-p-n*.

На рис. 75 приведена схема триггера на транзисторах типа *p-n-p* и *n-p-n*.

Триггер характерен тем, что в одном устойчивом состоянии оба транзистора заперты, а в другом — открыты. Поэтому в закрытом состоянии триггер не потребляет энергии от источника питания.

31. ТРИГГЕРЫ НА ТУННЕЛЬНЫХ ДИОДАХ

В гл. 2 было показано, что нагрузочная прямая туннельного диода может пересекать его вольт-амперную характеристику в трех точках, из которых две — устойчивые. Переход схемы от одной

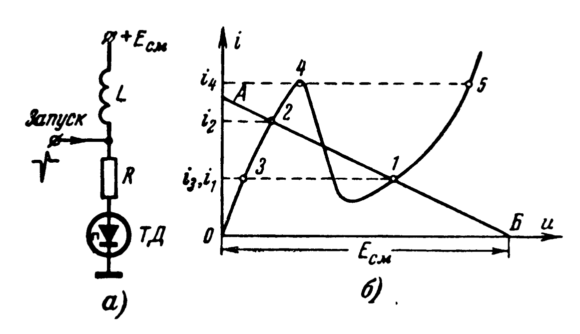


Рис. 76. Триггер на туннельном диоде.
а — принципиальная схема; *б* — вольт-амперная характеристика.

устойчивой точки к другой под влиянием внешнего запускающего импульса происходит скачком. Используя это свойство туннельных диодов, можно собрать быстродействующие триггеры на одном или двух туннельных диодах.

На рис. 76 приведена простая схема триггера на одном туннельном диоде. Сопротивление нагрузочного резистора R должно быть такой величины, чтобы нагрузочная прямая *АБ* пересекала вольт-амперную характеристику в двух устойчивых точках *1* и *2*. Последовательно в цепь включена также индуктивность L.

Запускающий импульс тока должен иметь выбросы двойной полярности — сначала отрицательный, а затем — положительный. Такой импульс может быть легко получен путем дифференцирования прямоугольного импульса.

Если рабочая точка первоначально находится в положении *1*, соответствующем устойчивому состоянию с более высоким напряжением, то отрицательный запускающий импульс за счет тока от источника запускающих импульсов переводит схему на нижний сгиб характеристики, а затем скачком на ее восходящую ветвь с более низким напряжением (в точку *3*). При этом ток i_3 сохраняется в этот момент равным i_1, так как ток через индуктивность мгновенно измениться не может. Для того чтобы предотвратить обратное

переключение схемы в состояние с высоким напряжением, амплитуда положительного выброса должна быть меньше, чем i_4—i_3.

После окончания запускающего импульса ток через индуктивность L постепенно возрастает, и рабочая точка достигает положения *2*, соответствующего второму состоянию устойчивого равновесия.

Следующий отрицательный запускающий импульс тока не изменит состояние схемы, но выброс положительной полярности перебросит ее в устойчивое состояние с высоким напряжением. Для этого амплитуда положительного выброса должна быть больше, чем i_4— i_2. Тогда ток через диод превысит максимальный уровень i_4, и рабочая точка скачком перейдет на восходящую ветвь характеристики с более высоким напряжением (точка *5*). После импульса ток через индуктивность снизится до значения i_1, и схема будет находиться в положении *1* до следующего запускающего импульса.

32. ЭЛЕКТРОННЫЕ СЧЕТЧИКИ ИМПУЛЬСОВ

В устройствах автоматики для счета различных предметов, частиц или электрических импульсов используют различные электромеханические счетчики — регистраторы шагового типа. Но при скорости счета в несколько десятков и более импульсов в секунду механические счетчики работать не могут. В этом случае применяют электронные счетчики импульсов, позволяющие считать сотни тысяч и даже миллионы импульсов в секунду. Они имеют значительно более высокую разрешающую способность, чем электромеханические счетчики. Разрешающая способность — это величина, обратная времени восстановления схемы счетчика, в течение которого он успевает подготовиться к счету очередного импульса. Если на счетчик поступают два импульса с интервалом между ними меньшим, чем время восстановления схемы, то второй импульс не будет зарегистрирован счетчиком. Возникает так называемый просчет схемы, т. е. потеря импульса при счете.

Пересчетные схемы служат одной из основных частей электронных цифровых вычислительных машин. В ядерной физике с помощью электронных счетчиков импульсов определяют количество элементарных частиц в течение определенных промежутков времени. Электронные счетчики импульсов также широко применяются в промышленности для непосредственного подсчета с большой скоростью различных предметов или явлений; при этом счетчик регистрирует соответствующие им электрические сигналы. Это легко осуществимо, например, с помощью фотоэлемента и источника света, луч от которого прерывается подсчитываемыми предметами, движущимися на конвейере.

В электронных счетных устройствах регистрация результатов счета осуществляется или электромеханическими счетчиками или специальными индикаторными устройствами (неоновые лампы, электронно-лучевые трубки и др.). На выходной электромеханический регистратор подается не каждый импульс, поступающий на вход электронного счетчика, а только один из группы импульсов. Электронный счетчик делит частоты повторения входных импульсов в число раз, называемое коэффициентом деления (пересчета). Если коэффициент пересчета достаточно велик, то частота следования

выходных импульсов будет небольшой и они могут быть подсчитаны электромеханическим счетчиком.

В пересчетных схемах применяется или десятичная, или двоичная система счисления. Большинство электронных счетчиков импульсов выполняется на основе двоичных (бинарных) ячеек, со-

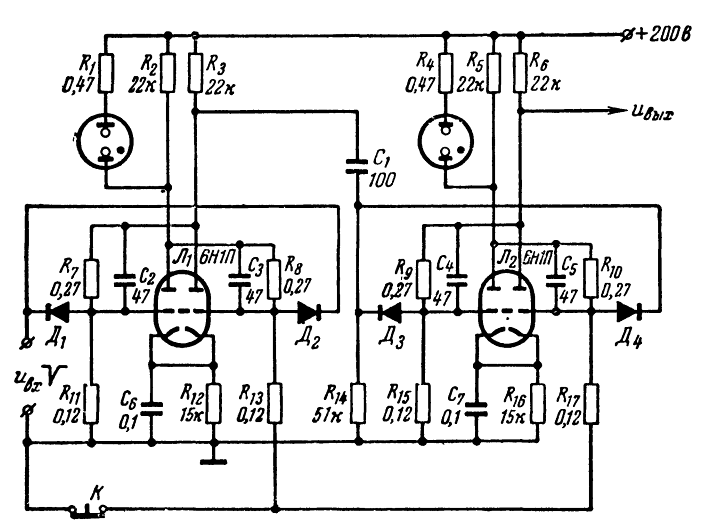


Рис. 77. Счетчик импульсов, состоящий из двух триггерных двоичных ячеек на электронных лампах.

бранных на электронных лампах, транзисторах, газоразрядных приборах или магнитных элементах. Пересчетные устройства выполняются также на специальных многоэлектродных электровакуумных приборах — трохотронах и газоразрядных приборах — декатронах.

Рассмотрим принципы построения и основные схемы счетчиков на двоичных ячейках.

В качестве двоичной ячейки обычно применяется триггер на электронных лампах, транзисторах или туннельных диодах. Для получения большого коэффициента пересчета в счетчиках импульсов последовательного действия двоичные ячейки включаются последовательно и воздействует последовательно одна на другую или включаются по кольцевой схеме в кольцевых счетчиках.

На рис. 77 приведена схема счетчика, состоящего из двух триггерных двоичных ячеек, собранных на электронных лампах и включенных последовательно.

Как известно, триггер имеет два устойчивых состояния равновесия. Обозначим одно из этих состояний через 0, а другое через 1. Будем считать, что ячейка (триггер) находится в состоянии 0, если правый (по схеме) триод лампы триггера, с анода которого снимается сигнал, находится в отпертом состоянии и напряжение на

его аноде низкое. Тогда ячейка (триггер) будет находиться в состоянии 1, если правый (выходной) триод заперт и напряжение на его аноде высокое. Состояние двоичной ячейки можно определить при помощи неоновой лампы, подключенной через ограничительное сопротивление параллельно анодной нагрузке левого триода. Неоновая лампа зажжена, когда ячейка находится в состоянии 1, т. е. при отпертом левом триоде триггера, анодный ток которого создает

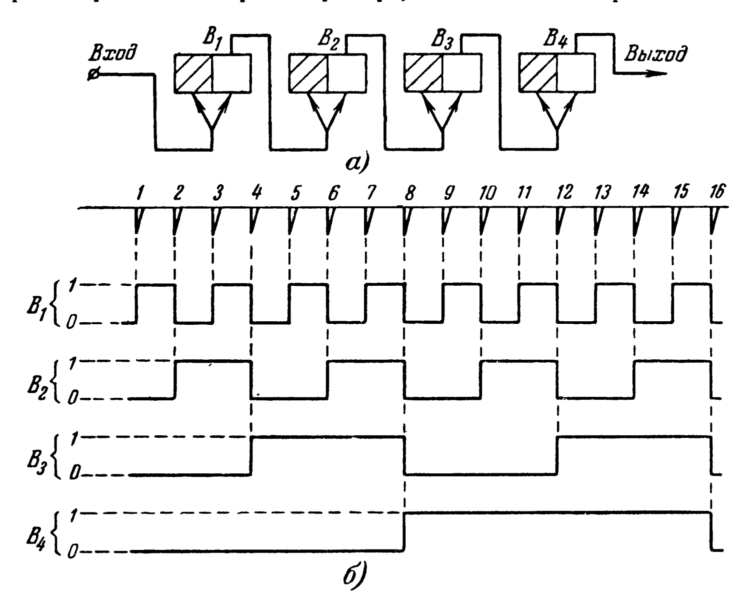


Рис. 78. Условное обозначение счетчика импульса, состоящего из четырех последовательно соединенных двоичных ячеек (*а*) и графики выходных напряжений ячеек (*б*):

падение напряжения на анодной нагрузке, достаточное для зажигания неоновой лампы. Когда ячейка находится в состоянии 0, неоновая лампа погашена.

На рис. 78,*а* приведено условное обозначение счетчика, состоящего из четырех последовательно соединенных триггерных двоичных ячеек B_1, B_2, B_3 и B_4, а на рис. 78,*б* — графики напряжений на анодах выходных ламп каждой ячейки при подаче на счетчик шестнадцати входных импульсов. При условном обозначении двоичной ячейки заштрихованная половина прямоугольника соответствует состоянию ячейки 0.

До подачи первого входного импульса все ячейки должны находиться в состоянии 0. Это достигается, например, кратковременным размыканием кнопки *К* (рис. 77), вызывающей отпирание правых триодов каждого триггера (так как потенциал их сеток повышается) и запирание левых триодов. Для возвращения триггеров

счетчика в состояние 0 может также подаваться отрицательный импульс на общую шину гашения, соединенную с сетками левых триодов всех триггеров.

В двоичных ячейках применяется счетный запуск триггеров. Отрицательные входные импульсы подаются на первую ячейку B_1. Выходные импульсы первой ячейки дифференцируются и подаются на вход второй ячейки B_2 и т. д. Импульсы на следующую ячейку обычно подают через разделительные диоды (см. рис. 77), поэтому триггер следующей ячейки перебрасывается только от отрицательных импульсов или от отрицательных перепадов напряжения, снимаемых с предыдущей ячейки.

Первый входной импульс перебрасываег ячейку B_1 из состояния 0 в состояние 1. При этом на ее выходе образуется положительный перепад напряжения, который не действует на ячейку B_2. Второй входной импульс возвращает ячейку B_1 в состояние 0. К ячейке B_2 при этом поступает отрицательный перепад напряжения, который перебрасывает ее из состояния 0 в состояние 1. Аналогично происходит переброс и следующих ячеек. Таким образом, ячейка B_1 перебрасывается от каждого входного импульса, а переброс каждой последующей ячейки происходит только тогда, когда предыдущая ячейка перебрасывается из состояния 1 в состояние 0.

Если в исходном состоянии все ячейки находились в состоянии 0, то вторая ячейка B_2 окажется в состоянии 1, когда на вход схемы поступят два импульса, так как именно второй импульс вызывает опрокидывание ячейки B_1 из состояния 1 в состояние 0. Значит, двоичная ячейка делит на два все поступающие на ее вход отрицательные импульсы. Счетчик из четырех двоичных ячеек делит в $2^4=16$ раз, т. е. один отрицательный импульс появляется на выходе счетчика при поступлении на его вход 16 импульсов. Счетчик, состоящий из n двоичных ячеек, имеет коэффициент деления, равный 2^n.

Счетчик, составленный из двоичных (бинарных) ячеек, осуществляет счет числа импульсов в двоичной системе счисления, в которой для записи любого числа требуются только две цифры — 0 и 1. В двоичной системе цифры 0 и 1 представляют собой коэффициенты при степенях основания 2, а не основания 10, как в десятичной системе. Так, например, число 12 записывается в двоичной системе как 1 100, так как $1\,100=1\cdot2^3+1\cdot2^2+0\cdot2^1+0\cdot2^0=8+4+$ $+0+0=12$ (в десятичной системе).

Из графиков на рис. 78,*б* видно, что при подаче любого числа входных импульсов состояние ячеек соответствует этому числу. Состояние ячейки B_1 соответствует значению первого (низшего) разряда двоичного числа, состояние ячейки B_2 — значению второго разряда и т. д. Поэтому схема на рис. 78,*а* представляет собой четырехразрядный двоичный счетчик, имеющий шестнадцать различных состояний и коэффициент пересчета $2^4=16$. После поступления 16 входных импульсов счетчик выдает один импульс на выходе и возвращается в исходное состояние. При добавлении к счетчику новых ячеек его коэффициент пересчета и число состояний соответственно увеличиваются и могут быть сколь угодно велики.

Неоновые лампы, подключенные к ячейкам B_1, B_2, B_3 и B_4 обозначаются цифрами 1, 2, 4 и 8. Для определения числа входных импульсов нужно определить, какие неоновые лампы зажжены, и сложить соответствующие цифры. Например, если горят неоновые

лампы ячеек B_4, B_2 и B_1, то на счетчик подано $8+2+1=11$ входных импульсов.

Часто бывает необходимым отсчитывать импульсы в десятичной системе счисления. Для этого применяют десятичные (декадные) счетчики, состоящие из двоичных ячеек с цепями обратной связи последующих ячеек с предыдущими. Применение обратных связей позволяет построить счетчик с любой системой счисления, но значительно снижает его быстродействие.

На рис. 79 приведена схема десятичного (декадного) счетчика на транзисторах, состоящего из четырех триггерных двоичных ячеек B_1, B_2, B_3, B_4 и цепи обратной связи с четвертой ячейки на вторую и третью. В цепи обратной связи включен двухкаскадный усилитель на транзисторах T_9 и T_{10}.

В исходное состояние счетчик приводится нажатием кнопки K. При этом правые транзисторы всех триггерных ячеек отпираются, а левые запираются, т. е. все ячейки будут находиться в состоянии 0. При подаче на вход счетчика первого отрицательного импульса ячейка B_1 перебрасывается из состояния 0 в состояние 1. На счетчик могут подаваться и положительные входные импульсы, тогда диоды $Д_1$ и $Д_2$ должны включаться в противоположной полярности.

В отличие от триггерных двоичных ячеек на лампах здесь при запирании правого (выходного) транзистора каждой ячейки на его коллекторе образуется не положительный, а отрицательный перепад напряжения (если транзисторы *p-n-p* типа). Этот перепад напряжения не должен вызывать опрокидывания следующей ячейки, поэтому диоды в цепях запуска следующих ячеек включены так, чтобы не пропускать отрицательный перепад напряжения.

Второй входной импульс возвращает ячейку B_1 из состояния 1 в состояние 0. К ячейке B_2 при этом поступает положительный перепад напряжения, который перебрасывает ее из состояния 0 в состояние 1. Переброс следующих ячеек до восьмого входного импульса происходит аналогично обычному счетчику с двоичной системой счисления.

При поступлении восьмого входного импульса опрокидывается четвертая ячейка B_4. Положительный перепад напряжения, возникающий на коллекторе ее транзистора T_7, подается на усилитель в цепях обратной связи, первый каскад которого собран на транзисторе T_9 по схеме с общей базой, а второй каскад — на транзисторе T_{10} по схеме эмиттерного повторителя. Усилитель применен для более надежного опрокидывания ячеек B_2 и B_3. Положительный импульс с выхода усилителя, имеющий некоторое запаздывание относительно восьмого входного импульса, подается на базы транзисторов T_4 и T_6 второй и третьей ячеек счетчика. При этом транзисторы T_4 и T_6 запираются, а транзисторы T_3 и T_5 отпираются. Следовательно, вторая и третья ячейки перебрасываются цепями обратной связи из состояния 0 в состояние 1. Затем счет продолжается нормально и после прихода десятого входного импульса все ячейки снова оказываются в состоянии 0, т. е. в исходном состоянии.

После прихода восьмого входного импульса и до начала действия обратной связи состояние цепи двоичных ячеек соответствует числу 1 000 (8). Обратная связь с ячейкой B_2 вызывает ее дополнительное опрокидывание, и счет продвигается на $2^1=2$. Обратная

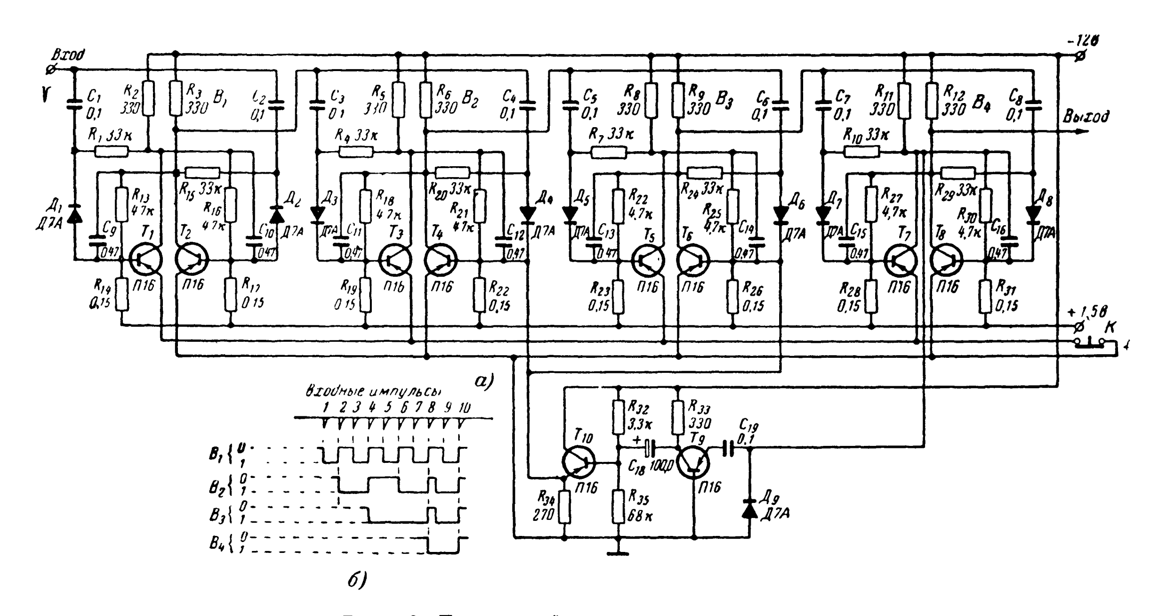


Рис. 79. Десятичный счетчик на транзисторах.

а — принципиальная схема; *б* — графики напряжений на коллекторах выходных тарнзисторов ячеек.

связь с ячейкой B_3 продвигает счет на $2^2=4$. Цепи обратной связи с обеими ячейками продвигают счет на $2+4=6$. Поэтому схема счетчика начинает новый цикл счета после десятого входного импульса, а не после шестнадцатого, как в обычном счетчике из четырех двоичных ячеек.

При сравнительно небольшой частоте повторения входных импульсов (до нескольких тысяч в секунду) двоичные пересчетные ячейки могут собираться также на газоразрядных лампах с холодным катодом (типа МТХ-90 и др.).

В последние годы для построения счетчиков импульсов начали применять двоичные феррит-диодные и феррит-транзисторные ячейки на сердечниках с прямоугольной петлей гистерезиса.

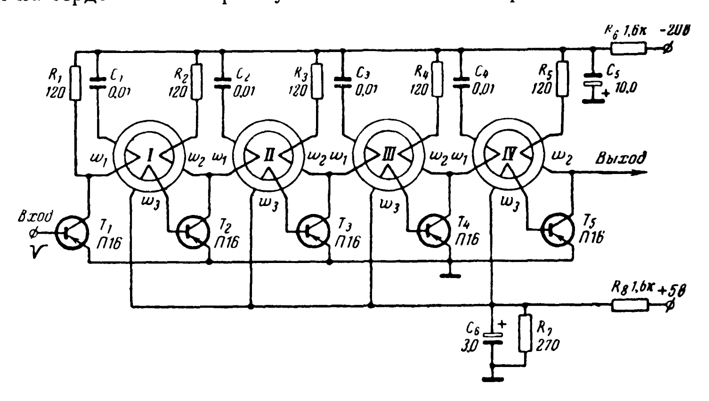


Рис. 80. Счетчик импульсов на двоичных феррит-транзисторных ячейках.

Как известно, ферритовый сердечник с прямоугольной петлей гистерезиса имеет два состояния насыщения, одно из которых принимается за 0, а второе за 1.

На рис. 80 показана схема счетчика, состоящего из четырех двоичных феррит-транзисторных ячеек с тремя обмотками на каждом сердечнике. В качестве сердечников здесь могут применяться ферритовые кольца ВТ-2 диаметром 3 *мм* и кольца других марок.

До подачи входных импульсов все сердечники находятся в состоянии 0, транзисторы T_1—T_4 заперты и конденсаторы C_1—C_5 разряжены. Первый входной отрицательный импульс, имеющий амплитуду порядка 8 *в*, подается на базу транзистора T_1 и отпирает его. Конденсатор C_1 быстро заряжается коллекторным током через обмотку w_1, включенную так, что зарядный ток конденсатора не изменяет магнитного состояния сердечника. В интервале между первым и вторым входными импульсами транзистор T_1 заперт, а конденсатор C_1 медленно разряжается через обмотку w_1 и резистор R_1. Разрядный ток, протекая через обмотку w_1 в противоположном направлении, перемагничивает сердечник в состояние 1. При этом в обмотке w_3 индуктируется небольшой положительный импульс и транзистор T_2 остается запертым.

Второй входной импульс снова отпирает транзистор T_1 и конденсатор C_1 быстро заряжается, но так как сердечник *I* до прихода второго входного импульса находился в состоянии 1, то зарядный ток перемагничивает его в состояние 0. При этом в обмотке w_3 индуктируется отрицательный импульс, открывающий транзистор T_2, и конденсатор C_2 быстро заряжается коллекторным током транзистора T_2. Зарядный ток конденсатора C_2 не меняет магнитного состояния сердечника *II* и поэтому транзистор T_3 остается запертым.

В интервале между вторым и третьим импульсами конденсаторы C_1 и C_2 разряжаются. Ток разряда конденсатора C_2, протекая через обмотку w_1 сердечника *II*, перемагничивает сердечник *II* в состояние 1. Одновременно ток разряда конденсатора C_2 протекает и через обмотку w_2 сердечника *I*. Из-за равенства разрядных токов конденсаторов C_1 и C_2, а также из-за встречного включения равных по количеству витков обмоток w_1 и w_2 магнитное состояние сердечника *I* остается неизменным (0).

Третий входной импульс действует на сердечник *I* точно так же, как и первый. Таким образом, каждая ячейка осуществляет деление на два, продвигая состояние 1 на следующую ячейку через один импульс на ее входе (через такт).

Феррит-транзисторные счетчики импульсов в несколько раз экономичнее, чем триггерные на транзисторах, так как в них транзисторы отпираются только на небольшую часть периода входных импульсов. Кроме того, феррит-транзисторные счетчики имеют высокую стабильность и устойчиво работают при изменении питающего напряжения в пределах ± 20—30% и при изменении окружающей температуры от —40 до +70° С.

Декадные счетчики, построенные на двоичных ячейках, имеют в каждой декаде четыре двоичных ячейки (ламповые, транзисторные, феррит-транзисторные и др.). Более дешевые и экономичные — декадные счетчики на декатронах и кольцевых трохотронах, выпускаемых отечественной промышленностью.

На рис. 81,*а* приведена конструкция декатрона, а на рис. 81,*б* — электрическая схема его включения и запуска. Декатрон состоит из центрального анода, окруженного 30 электродами — штырьками, которые соединяются шинами в три группы. К одной шине присоединены девять индикаторных катодов (*ИК*). Один из катодов имеет отдельный вывод и называется нулевым индикаторным катодом (*НИК*). Ко второй шине присоединены 10 подкатодов первой группы (*1ПК*) и к третьей шине — 10 подкатодов второй группы (*2ПК*). Между каждыми двумя индикаторными катодами имеется по два подкатода. Стеклянный баллон декатрона заполнен неоном. Через стекло в виде красной точки виден тлеющий разряд между анодом и одним из катодов.

Предположим, что тлеющий разряд происходит вначале между анодом и катодом $ИК_1$. При этом напряжение между ними меньше потенциала зажигания любого другого катода, поэтому разряд не может самостоятельно перейти на другой катод. На подкатоды подается положительное смещение $E_{см}$, поэтому разряд не может самостоятельно перейти и на них.

Если на первую группу подкатодов подать отрицательный импульс с амплитудой 100—120 *в*, то разряд с катода $ИК_1$ перейдет на ближайший подкатод $1ПК_1$. При этом ток в анодной цепи увеличится, потенциал между анодом и катодом $ИК_1$ снизится и раз-

ряд на катод $ИК_1$ прекратится. Если до окончания импульса, приложенного к подкатодам *1ПК*, подать второй отрицательный импульс на подкатоды *2ПК*, то разряд переместится на подкатод $2ПК_1$. После прекращения действия второго импульса разряд перейдет на ближайший индикаторный катод $ИК_2$. Напряжение с выхода схемы снимается с нагрузки в цепи нулевого индикаторного катода. Каждые десять пар входных импульсов создают один импульс на выходе. По числу выходных импульсов определяют число десятков пар входных импульсов, а единицы определяют по положению светящейся точки относительно нулевого индикаторного катода. При размыкании кнопки $К_1$ «сброс» схема будет находиться в исходном состоянии, при котором разряд существует между анодом и нулевым индикаторным катодом. При необходимости подсчета большого числа импульсов выходной импульс первого декатрона преобразуется в два следующих друг за другом импульса и подается на второй декатрон и т. д.

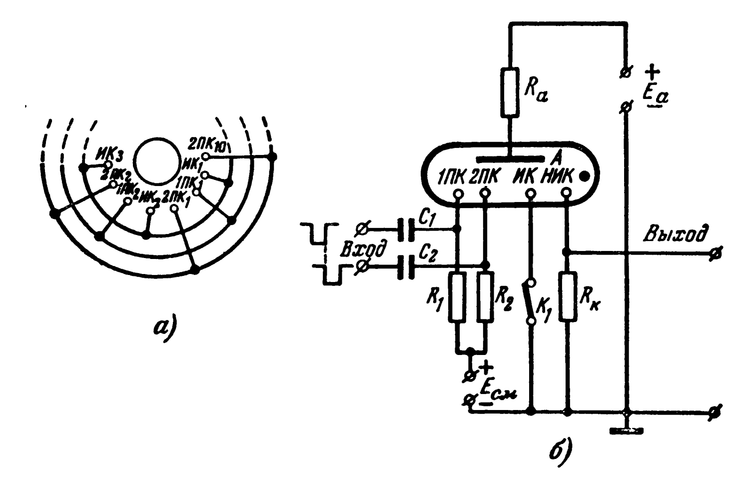


Рис. 81. Счетчик импульсов на декатроне.

а — конструкция декатрона; *б* — схема включения и запуска декатрона.

Входные импульсы для запуска декатрона могут иметь небольшую крутизну фронтов. Поэтому входные импульсы, формируемые обычно одноимпульсным мультивибратором, подаются на подкатоды *1ПК* непосредственно, а задержку импульсов, которые подаются на подкатоды *2ПК*, можно осуществить простой интегрирующей *RC*-цепью. При больших скоростях счета фронты запускающих импульсов должны быть достаточно крутыми, поэтому для сдвига импульсов во времени применяют линии задержки. Декатронный счетчик импульсов может работать со скоростью счета до 20 000 *имп/сек*.

Кроме двухимпульсных декатронов промышленностью выпускаются также более сложные по конструкции одноимпульсные дека-

троны, запускаемые одиночными импульсами. Они имеют 40 штырьков и три группы подкатодов. В некоторых декатронах все десять индикаторных катодов имеют отдельные выводы. Такой декатрон можно использовать как ступенчатый переключатель (коммутатор).

Декатрон можно использовать и как реверсивное пересчетное устройство как для прямого счета импульсов (сложение), так и для обратного счета импульсов (вычитание). Для этого нужно изменить порядок следования входных импульсов, т. е. подавать входной импульс сначала на подкатоды *2ПК*, а затем — на *1ПК*.

Реверсивные счетчики строятся также и на триггерных двоичных ячейках, которые соединяют между собой для работы в прямом или обратном направлении при помощи логических элементов.

ГЛАВА ВОСЬМАЯ

БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОРЫ

Блокинг-генератор представляет собой однокаскадный релаксационный генератор кратковременных импульсов с сильной индуктивной положительной обратной связью. Блокинг-генераторы могут быть как на лампах, так и на транзисторах.

Вырабатываемые блокинг-генератором импульсы имеют большую крутизну фронта и среза и по форме близки к прямоугольным. Длительность импульсов невелика и может быть в пределах от нескольких десятков наносекунд до нескольких сотен микросекунд.

Обычно блокинг-генератор работает в режиме большой скважности $Q=T_и/t_и$, т. е. длительность импульсов $t_и$ много меньше периода их повторения $T_и$. Скважность практически может иметь величину от нескольких сотен до десятков тысяч.

Лампа (или транзистор), на которой собран блокинг-генератор, отпирается только на время генерирования импульса, а остальное время заперта. Поэтому при большой скважности время, в течение которого лампа открыта, много меньше времени, в течение которого лампа закрыта. Тепловой режим лампы или транзистора зависит от средней мощности, рассеиваемой на аноде или коллекторе. Благодаря большой скважности в блокинг-генераторе можно получить очень большую мощность во время импульсов при малой средней мощности. Кроме того, от обычной приемно-усилительной лампы в блокинг-генераторе можно получить большую мощность во время генерирования импульсов вследствие того, что в течение короткого времени оксидный катод может давать значительно больший ток эмиссии, чем при непрерывной работе.

Амплитуда импульсов блокинг-генератора близка к напряжению источника питания, а благодаря повышающей нагрузочной обмотке транзистора может быть даже больше этого напряжения.

При большой скважности блокинг-генератор работает весьма экономично, так как лампа или транзистор потребляют энергию от источника питания только в течение небольшого времени формирования импульса.

Так же как и мультивибратор, блокинг-генератор может работать в автоколебательном режиме, режиме синхронизации или в ждущем режиме.

Из-за этих преимуществ, а также простоты схемы и надежности работы блокинг-генераторы очень широко применяются в радиотехнической аппаратуре как генераторы импульсов и как переключающие элементы. Например, блокинг-генераторы применяют в генераторах строчной и кадровой разверток почти во всех телевизорах и в передающей телевизионной аппаратуре, в индикаторах и синхронизирующих устройствах радиолокационных станций, в счетчиках импульсов, в делителях частоты повторения импульсов и других импульсных устройствах.

33. ОСНОВНАЯ СХЕМА БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОРА

На рис. 82 приведена основная схема блокинг-генератора, собранного на вакуумном триоде. Основными элементами схемы служат электронная лампа, импульсный трансформатор *Тр* со стальным или ферритовым сердечником, а также включенные в сеточную цепь конденсатор C и резистор R.

Кроме того, на схеме указаны общая паразитная емкость схемы $C_п$ и анодный развязывающий фильтр $R_ф$, $C_ф$.

Работу блокинг-генератора можно разделить на две стадии. В первой стадии, занимающей большую часть периода колебаний, лампа заперта, а во второй стадии лампа отперта и происходит формирование импульса.

Запертое состояние лампы в первой стадии поддерживается напряжением заряженного током сетки во время генерации предыдущего импульса конденсатора C, который медленно разряжается через большое сопротивление резистора R. При этом к сетке лампы приложено отрицательное напряжение относительно катода и лампа остается запертой (рис. 82,*б*).

В таком состоянии блокинг-генератор остается, пока отрицательное напряжение на сетке u_c не снизится до потенцила отпирания лампы E_{c0}. В этот момент лампа отпирается и через анодную обмотку трансформатора *Тр* начинает протекать анодный ток. При этом в сеточной обмотке трансформатора индуктируется напряжение, полярность которого должна быть такой, чтобы оно повышало потенциал сетки. Если обмотки трансформатора включены неправильно, то блокинг-генератор не будет генерировать и концы одной из обмоток необходимо поменять местами.

Положительное напряжение, возникшее в сеточной обмотке трансформатора, уменьшит отрицательное напряжение на сетке, что приведет к дальнейшему увеличению анодного тока и тем самым — к дальнейшему уменьшению отрицательного напряжения на сетке и т. д. Развивается лавинообразный процесс увеличения анодного тока $i_а$ и напряжения на сетке u_c, которое становится положительным и вызывает появление сеточного тока i_c. При увеличении анодного тока происходит резкое падение напряжения на аноде лампы $u_а$.

Скорость лавинообразного процесса, который приводит к полному отпиранию лампы, очень большая и ограничивается только паразитными емкостями. Этот процесс иногда называют пря-

мым блокинг-процессом. Для уменьшения длительности фронта и среза выходного импульса следует по возможности уменьшать паразитные емкости схемы.

Нарастание напряжения на сетке $u_с$ и сеточного тока $i_с$ происходит до тех пор, пока сеточный ток не составит большую часть тока эмиссии лампы. В этот момент крутизна характеристик анодного тока лампы настолько уменьшается, что сетка перестает

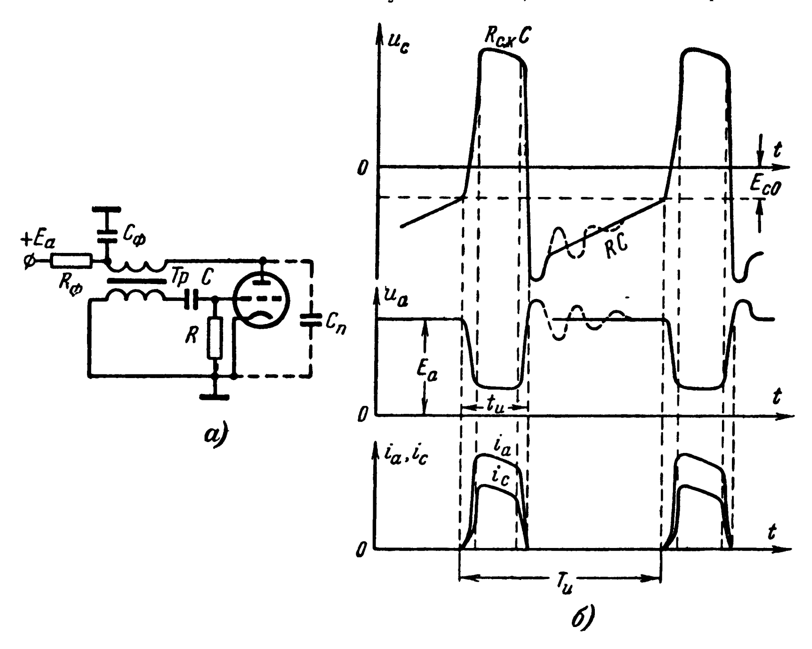


Рис. 82. Основная схема блокинг-генератора (*а*) и графики напряжений и токов лампы (*б*).

управлять анодным током. Увеличение положительного напряжения на сетке при этом перестает вызывать увеличение анодного тока.

В результате скачка лампа оказывается отпертой, напряжение на ее аноде минимально, а напряжение на сетке, ток сетки и ток анода максимальны. При быстром скачке напряжение на конденсаторе C не успевает измениться. Этим заканчивается этап формирования фронта выходного импульса.

Затем начинается этап формирования вершины выходного импульса, во время которого происходит заряд конденсатора сеточным током лампы. Время заряда конденсатора определяется постоянной времени цепи заряда, равной произведению небольшого по величине сопротивления промежутка сетка — катод отпертой лампы $R_{с.к}$ на емкость конденсатора C. Длительность выходного импульса $t_и$ определяется величиной $\tau = R_{с.к}C$ и может регулироваться подбо-

ром ёмкости конденсатора C. Длительность выходных импульсов блокинг-генератора определяется по приближенной формуле

$$t_и \approx 2R_{с.к}C.$$

В процессе заряда конденсатора напряжение на сетке лампы медленно убывает, но оно еще остается настолько большим, что лампа продолжает оставаться в режиме малой крутизны анодного тока и поэтому анодный ток и напряжение на аноде остаются почти неизменными.

Этап формирования вершины выходного импульса заканчивается, когда напряжение на сетке уменьшится настолько, что восстанавливается управляемость анодного тока сеточным напряжением. Когда анодный ток начинает следовать за изменением напряжения на сетке, в сеточной обмотке трансформатора индуктируется напряжение, полярность которого отрицательна по отношению к сетке лампы. Это вызывает еще большее уменьшение напряжения на сетке, что приводит к дальнейшему уменьшению анодного тока и т. д.

Образуется лавинообразный процесс, называемый обратным блокинг-процессом, в результате которого лампа очень быстро запирается. Во время этого этапа формируется срез импульса. Длительность среза, так же как и длительность фронта импульса, тем меньше, чем меньше паразитная емкость схемы $C_п$.

Во время обратного блокинг-процесса напряжение на сетке лампы продолжает убывать и после запирания лампы, так как при резком спадании анодного тока в обмотках трансформатора индуктируются большие напряжения. Чтобы процесс не был колебательным, обмотки трансформатора часто шунтируют резисторами или специальным «демпферным» диодом.

Последний этап работы блокинг-генератора, — промежуток между импульсами, заключается в медленном разряде конденсатора C через резистор R, при котором отрицательное напряжение на сетке лампы медленно уменьшается. Разряд продолжается до тех пор, пока напряжение на сетке не достигнет потенциала отпирания лампы $E_{с0}$. При этом лампа отпирается, происходит прямой блокинг-процесс и начинается следующий цикл работы.

Сопротивление резистора R, через которое конденсатор разряжается, много больше сопротивления участка сетка — катод отпертой лампы $R_{с.к}$, через которое конденсатор заряжается во время формирования вершины импульса. Поэтому длительность интервала между импульсами много больше длительности импульса и приближенно равна постоянной времени цепи RC.

Частота повторения выходных импульсов определяется по приближенной формуле

$$F_и \approx \frac{1}{RC}.$$

Изменяя сопротивление резистора R, можно регулировать $F_и$ в широких пределах от десятков герц до сотен килогерц.

Напряжение с блокинг-генератора можно снимать различными способами. Часто для этого наматывают специальную третью обмотку (нагрузочную) на импульсном трансформаторе, которая по-

зволяет легко получить нужную амплитуду и полярность выходного импульса напряжения. Напряжение можно снимать также непосредственно с анода или сетки лампы. Иногда для снятия выходного напряжения в анодную или катодную цепь включают специальные резисторы. Их сопротивление должно быть небольшим (десятки *ом*), чтобы не влиять на режим работы блокинг-генератора и облегчать согласование со входом следующего каскада. В этом случае выходные импульсы не имеют обратных выбросов, возникающих после запирания лампы. Импульсы, снимаемые с анодной нагрузки лампы, имеют отрицательную полярность, а снимаемые с катодной нагрузки — положительную полярность.

34. ЖДУЩИЙ РЕЖИМ РАБОТЫ БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОРА

В импульсных устройствах блокинг-генератор часто работает в ждущем режиме. Для этого на сетку лампы подается от внешнего источника постоянное отрицательное напряжение, достаточное для запирания лампы. Для надежного запирания напряжение смещения E_c должно быть в 1,5—2 раза больше напряжения отпирания лампы E_{c0}. Тогда блокинг-генератор начинает работать только после подачи на его сетку положительного запускающего импульса достаточной амплитуды. После отпирания лампы происходит формирование блокинг-генератором одиночного импульса, как и в автоколебательном режиме. После окончания импульса конденсатор C разряжается только до напряжения E_c и поэтому отпирания лампы не происходит до прихода следующего запускающего импульса. Поэтому в ждущем режиме частота повторения импульсов соответствует частоте запускающих импульсов, а форма и длительность импульсов, формируемых блокинг-генератором, зависит от параметров схемы.

Ждущий блокинг-генератор должен запускаться так, чтобы обеспечить малое влияние цепи запуска на работу блокинг-генератора и предотвратить прохождение импульсов блокинг-генератора в цепь запуска.

Наиболее простой способ запуска заключается в подаче положительных запускающих импульсов на сетку или отрицательных импульсов на анод лампы через разделительный конденсатор $C_р$. При подаче на анод запускающий импульс передается трансформатором на сетку лампы в положительной полярности. Для уменьшения связи схемы с цепью запуска разделительный конденсатор приходится выбирать небольшой емкости (десятки пикофарад). Однако при этом увеличивается длительность фронта импульса блокинг-генератора из-за образования емкостного делителя напряжения (емкость $C_р$ и входная емкость лампы).

Другим способом является запуск через разделительный полупроводниковый или вакуумный диод. В этом случае диод запирается сразу же после начала процесса отпирания лампы блокинг-генератора и уменьшения напряжения на ее аноде. Запирание диода прекращает связь между блокинг-генератором и схемой запуска. Иногда схему запуска усложняют путем включения в цепь запуска дополнительного каскада развязки (катодный повторитель или лампа, включенная параллельно лампе блокинг-генератора).

35. ВЫБОР ЭЛЕМЕНТОВ БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОРА

Элементы блокинг-генератора выбирают для получения нужной амплитуды и мощности выходного импульса, уменьшения длительности его фронта и среза и получения плоской вершины импульса.

Лампа блокинг-генератора должна иметь большую крутизну, малые межэлектродные емкости и достаточно большую допустимую мощность, рассеиваемую на аноде и сетке лампы. Обычно для блокинг-генераторов применяют двойные триоды 6Н8С, 6Н1П, 6Н15П и др. Для получения более мощных импульсов иногда применяют тетроды и пентоды 6П3С, 6П9, ГУ-29 и др.

Импульсные трансформаторы для блокинг-генераторов значительно влияют на форму выходных импульсов. Паразитные емкости и индуктивности рассеяния трансформатора должны быть минимальными для уменьшения длительности фронта и среза импульса. Для уменьшения паразитной емкости импульсные трансформаторы имеют малые размеры и небольшое число витков обмоток (5—20). Для уменьшения индуктивности рассеяния применяют сердечники специальной формы. Для уменьшения потерь на вихревые токи сердечники изготавливают из ленточной стали толщиной в сотые доли миллиметра или из феррита. Число витков анодной и сеточной обмоток трансформатора обычно выбирают одинаковым (коэффициент трансформации $n \approx 1$). При этом длительность фронта импульса минимальна. Иногда $n = w_а/w_с$ выбирают несколько больше единицы, но не более двух.

Развязывающий фильтр $R_ф C_ф$ служит для того, чтобы блокинг-генератор не нагружал источник питания во время импульса, что может влиять на работу других каскадов. Для этого конденсатор $C_ф$ должен иметь достаточную емкость, чтобы отдавать энергию во время генерации импульса. Обычно его выбирают порядка сотых — десятых долей микрофарады. Сопротивление резистора $R_ф$ должно позволять подзаряжать конденсатор $C_ф$ в промежутках между импульсами. Его рассчитывают по формуле

$$R_ф = 1{,}6\frac{T_и}{C_ф}.$$

Емкость конденсатора C влияет на форму вершины импульса и на длительность импульса. Ее выбирают в зависимости от требуемой длительности импульса в пределах сотен — тысяч пикофарад. Очень малой емкость C брать нельзя, так как она должна оставаться больше паразитной емкости схемы $C_п$.

Сопротивление резистора R влияет на частоту повторения импульсов и выбирается порядка десятков — сотен килоом.

Пример. Определим величины C, R, $C_ф$ и $R_ф$ в схеме блокинг-генератора для получения длительности импульса $t_и = 1$ *мксек* и частоты повторения импульсов $F_и = 2\,000$ *гц*.

Пользуемся приближенными формулами:

$$t_и \approx 2R_{с.к}C; \quad F_и \approx \frac{1}{RC}.$$

Считаем сопротивление сетка-катод отпертой лампы $R_{с.к}$ равным 500 *ом*. Тогда

$$C \approx \frac{t_и}{2R_{с.к}} = \frac{10^{-6}}{2 \cdot 500} = 10^{-9}\ ф = 1\,000\ пф;$$

$$R \approx \frac{1}{F_и C} = \frac{1}{2\,000 \cdot 10^{-9}} = 5 \cdot 10^5\ ом = 0{,}51\ Мом.$$

Выбираем $C_ф = 0{,}1$ *мкф*, тогда

$$R_ф = 1{,}6 \frac{T_и}{C_ф} = \frac{1{,}6}{F_и C_ф} = \frac{1{,}6}{2\,000 \cdot 0{,}1 \cdot 10^{-6}} = 8\,000\ ом = 8{,}2\ ком.$$

36. РАЗНОВИДНОСТИ БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОРОВ

Блокинг-генератор с положительной сеткой. Его схема (рис. 83,*а*) отличается от основной тем, что резистор R включен не между сеткой и катодом, а между сеткой и анодом лампы. Процесс формирования импульса здесь происходит так же, как и в основной схеме. Во время паузы между импульсами напряжение

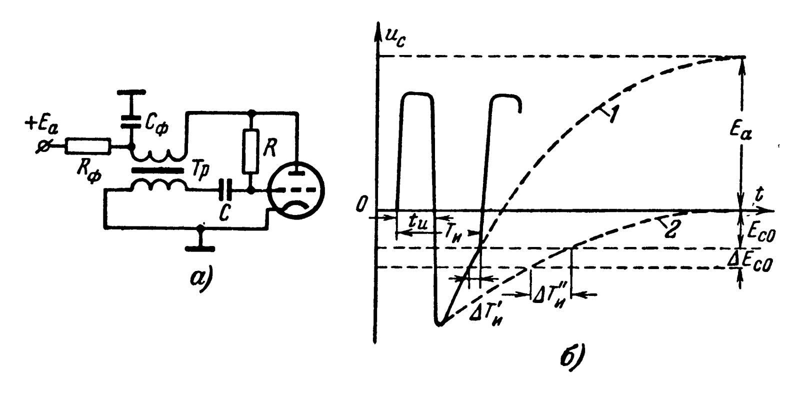


Рис. 83. Блокинг-генератор с положительной сеткой.

а — принципиальная схема; *б* — график напряжений на сетке лампы (*1* — схема с положительной сеткой; *2* — основная схема).

на сетке лампы $u_с$ в основной схеме блокинг-генератора стремится по экспоненте к нулевому уровню и поэтому пересекает уровень отпирания лампы $E_{с0}$ полого. В схеме, изображенной на рис. 83,*а*, напряжение на сетке стремится к положительному напряжению источника $E_а$ и поэтому пересекает уровень $E_{с0}$ более круто. Поэтому при одной и той же нестабильности напряжения отсечки $\Delta E_{с0}$ (при смене ламп) нестабильность периода повторения импульсов $\Delta T_и$ значительно уменьшается (рис. 83,*б*).

Период повторения импульсов $T_и$ в блокинг-генераторе с положительной сеткой уменьшается, а длительность импульсов $t_и$ почти не изменяется по сравнению с основной схемой блокинг-генератора.

Блокинг-генератор с искусственной линией. Искусственные линии (линии задержки) могут применяться для стабилизации частоты повторения или длительности импульсов блокинг-генератора.

На рис. 84,*а* приведена схема блокинг-генератора, где искусственная линия, замкнутая на конце, стабилизирует частоту повторения импульсов. При включении блокинг-генератора через лампу течет анодный ток, возникает прямой блокинг-процесс и формируется импульс напряжения отрицательной полярности на входе искусственной линии, включенной в сеточную цепь лампы. Время задержки

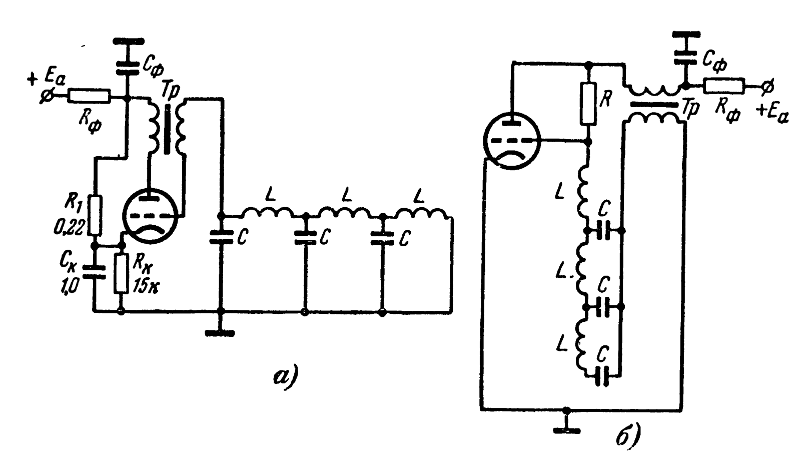


Рис. 84. Схемы блокинг-генераторов с искусственными линиями. *а* — схема, в которой стабилизирована частота повторения импульсов $F_и$; *б* — схема, в которой стабилизирована длительность импульсов $t_и$.

линии $t_з = n\sqrt{LC}$ должно быть много больше длительности импульса, формируемого блокинг-генератором. За время формирования импульса конденсатор $C_к$ зарядится катодным током лампы до напряжения, запирающего лампу после окончания импульса.

Импульс напряжения распространяется вдоль линии и отражается от замкнутого накоротко конца с переменой полярности. Через время $2t_з$ он возвратится к входу линии в виде положительного импульса и снова отопрет лампу, в результате чего произойдет формирование нового импульса.

Емкость конденсатора $C_к$ и сопротивление резистора $R_к$ должны быть большими, чтобы конденсатор $C_к$ не успел разрядиться за время паузы между импульсами. Делитель напряжения R_1, $R_к$ служит для получения начального смещения на сетке лампы.

Рассмотренные схемы блокинг-генераторов имеют значительный недостаток, заключающийся в том, что при изменении питающих напряжений и при смене ламп длительность импульса может изменяться до 1,5—2 раз.

Для повышения стабильности длительности импульса может быть применена схема (рис. 84,*б*), в которой в цепь сетки вместо

конденсатора C включена разомкнутая на конце искусственная линия. Число ячеек линии выбирают равным 3—4. Волновое сопротивление линии ρ должно быть равно сопротивлению участка сетка — катод открытой лампы $R_{с.к}$.

Во время прямого блокинг-процесса ко входу линии прикладывается отрицательный перепад напряжения и вдоль линии начинает распространяться волна напряжения, отражающаяся от разомкнутого конца линии с тем же знаком. Через время, равное удвоенному времени задержки $2t_з$, отраженная отрицательная волна напряжения прикладывается к сетке лампы и вызывает обратный блокинг-процесс. Поэтому длительность импульса $t_и$ практически не зависит от параметров блокинг-генератора и равна $t_и=2t_з=2n\sqrt{LC}$.

Схема с искусственной линией вместо конденсатора, стабилизируя длительность импульса, имеет худшую форму вершины импульса и большую длительность фронта. Поэтому ее следует применять только тогда, когда стабильность длительности импульса имеет решающее значение.

37. БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОРЫ НА ТРАНЗИСТОРАХ

Блокинг-генераторы можно собирать на транзисторах, включенных по схеме с общим эмиттером или по схеме с общей базой. Схема с общим эмиттером применяется чаще, так как она позволяет получить лучшую форму генерируемых импульсов (меньшую

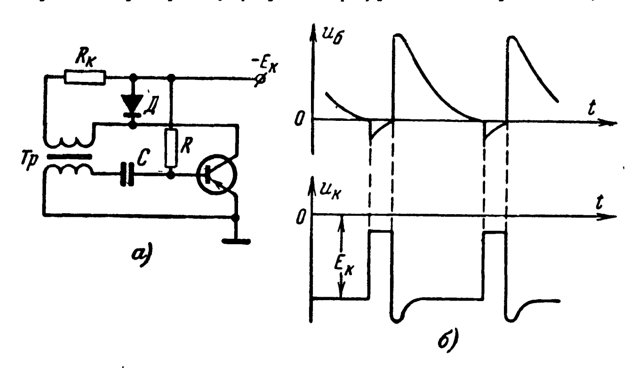


Рис. 85. Блокинг-генератор на транзисторе по схеме с общим эмиттером и конденсатором в цепи базы (*а*) и графики напряжений (*б*).

длительность фронта), хотя схема с общей базой более стабильна при изменении параметров транзистора.

На рис. 85,*а* приведена схема блокинг-генератора на транзисторе *p-n-p* типа, включенном по схеме с общим эмиттером, и с конденсатором C, включенным в цепь базы транзистора. Схема аналогична ламповому блокинг-генератору с положительной сеткой (рис. 83,*а*), так как резистор R подключен к минусу источника пи-

тания — $E_к$. Физические процессы при формировании импульса и во время паузы в обеих схемах также сходны, но блокинг-генератор на транзисторе имеет некоторые особенности.

Во время формирования вершины импульса транзистор находится в состоянии насыщения и напряжение на его коллекторе составляет десятые доли вольта. Поэтому импульс напряжения на коллекторе имеет плоскую вершину и амплитуда импульса почти равна $E_к$. Однако при формировании коротких импульсов глубокое насыщение транзистора приводит к нежелательному увеличению длительности импульса на время рассасывания неосновных носителей в базе транзистора. Кроме того, длительность фронта и среза импульса определяются в основном инерционными свойствами транзистора и мало зависят от параметров схемы. Поэтому для формирования коротких импульсов с крутым фронтом и срезом нужно применять импульсные транзисторы с возможно меньшим временем переключения.

В блокинг-генераторы на транзисторах необходимо включать полупроводниковый диод *Д* для шунтирования обратного выброса, получающегося после среза формируемого импульса. Этот выброс значительно увеличивает напряжение на коллекторе запертого транзистора, создавая опасность его пробоя. Во время формирования рабочего импульса диод заперт и не влияет на работу блокинг-генератора.

Если сопротивление между сеткой и катодом запертой электронной лампы равно бесконечности, то сопротивление между базой и эмиттером запертого транзистора не очень велико. Поэтому во время паузы между импульсами конденсатор *С* разряжается не только через резистор *R*, но и через переход база-эмиттер обратным током базы, который сильно зависит от температуры. Поэтому частота повторения импульсов транзисторных блокинг-генераторов менее стабильна, чем ламповых. Но при небольших скважностях, когда сопротивление резистора *R* невелико (сотни ом — единицы килоом) и много меньше сопротивлений переходов транзистора (сотни килоом), стабильность частоты повторения импульсов остается достаточной.

При малых скважностях в коллекторную цепь рекомендуется включать резистор с небольшим сопротивлением $R_к$ (десятки — сотни ом) для ограничения коллекторного тока и облегчения теплового режима работы транзистора. Резистор $R_к$ уменьшает также зависимость временных параметров импульсов от напряжения источника питания $E_к$ и от параметров транзистора, а также уменьшает выброс напряжения после импульса.

Длительность импульса $t_и$, формируемого блокинг-генератором, зависит от емкости конденсатора *С* и может быть определена по приближенной формуле

$$t_и \approx (3—4) C r_{б\,э},$$

где $r_{б\,э}$ — сопротивление между базой и эмиттером отпертого транзистора, имеющее величину порядка единиц ом.

На рис. 86,*а* приведена схема блокинг-генератора на транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером, и с конденсатором *С*, включенным в цепь эмиттера.

Такое включение конденсатора *С* позволяет получить импульсы меньшей длительности и большую стабильность частоты повторе-

ния импульсов, чем в схеме с конденсатором C, включенным в цепь базы. Это объясняется тем, что конденсатор C в цепи эмиттера заряжается во время импульса током эмиттера, который больше, чем ток базы. Поэтому для получения одинаковой длительности импульса в схеме с конденсатором в цепи эмиттера, емкость этого конденсатора C больше, чем в схеме с конденсатором в цепи базы. Это дает возможность, уменьшая величину C (не ниже величины,

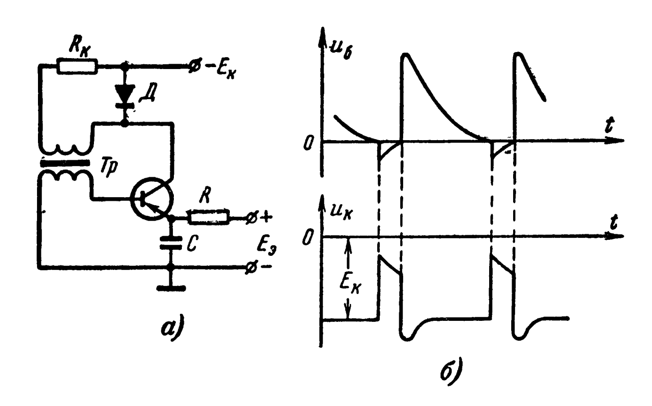


Рис. 86. Блокинг-генератор на транзисторе по схеме с общим эмиттером и конденсатором в эмиттерной цепи (*а*) и графики напряжений (*б*).

обеспечивающей лавинный процесс), уменьшать длительность импульса. В схеме с конденсатором в эмиттерной цепи сопротивление разрядного резистора R меньше, чем в схеме с конденсатором в цепи базы при той же длительности и частоте повторения импульсов. Поэтому влияние сопротивления перехода транзистора оказывается меньшим. Кроме того, обратный эмиттерный ток запертого транзистора составляет небольшую часть обратного базового тока и меньше влияет на разряд конденсатора.

Для повышения стабильности частоты повторения импульсов в режиме автоколебаний желательно подать на эмиттер небольшое смещение $+E_э$ порядка 1 *в*.

Недостаток схемы с конденсатором в цепи эмиттера по сравнению со схемой с конденсатором в цепи базы заключается в недостаточно плоской вершине импульса напряжения на коллекторе (рис. 86,*б*), но при малой длительности импульса неравномерность его вершины невелика.

В блокинг-генераторах на транзисторах используются импульсные трансформаторы небольших размеров, так как они работают при малых напряжениях. Обычно применяют тороидальные ферритовые сердечники, позволяющие получить при малом числе витков обмоток достаточную индуктивность и малое рассеяние магнитного потока.

При выборе типа транзистора и напряжения источника питания $E_к$ необходимо учитывать, что для схемы с конденсатором в эмиттерной цепи транзистор должен иметь максимально допустимое напряжение на коллекторе $E_{к.макс} \geqslant (1,1 - 1,2)\ U_m = E_к$, где U_m — амплитуда импульса напряжения на коллекторе.

В схеме с конденсатором в цепи базы нужно иметь $E_{к.макс} \geqslant \geqslant (1,5 - 1,75)\ E_к = (1,6 - 1,8) U_m$, так как напряжение на заряженном конденсаторе в цепи базы увеличивает напряжение, приложенное к участку коллектор-база транзистора.

Блокинг-генераторы, собранные по схемам, приведенным на рис. 85 и 86, работают в автоколебательном режиме. Для получения ждущего режима работы транзисторного блокинг-генератора нужно подать на базу относительно эмиттера небольшое запирающее напряжение (десятые доли вольта) — положительное для транзистора *p-n-p* типа и отрицательное для транзистора *n-p-n* типа.

ГЛАВА ДЕВЯТАЯ

ГЕНЕРАТОРЫ ПИЛООБРАЗНОГО НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА

Генераторы линейно изменяющегося (пилообразного) напряжения и тока применяются для развертки электронного луча в электронно-лучевых трубках телевизионных, осциллографических и радиолокационных устройств, а также в схемах сравнения для получения задержки импульсов во времени, для получения импульсов различной формы и для других целей.

Для получения развертки в электронно-лучевых трубках с электростатическим отклонением луча на отклоняющие пластины требуется подать линейно меняющееся (пилообразное) напряжение. В телевидении применяют электронно-лучевые трубки (кинескопы и передающие трубки) с электромагнитным отклонением луча. В таких трубках для получения линейной развертки требуется пропустить через отклоняющие катушки линейно меняющийся (пилообразный) ток.

Генераторы пилообразного напряжения и тока могут работать или в режиме самовозбуждения, когда они генерируют непрерывно, или в ждущем режиме, когда период повторения пилообразного напряжения определяется запускающими импульсами. Режим самовозбуждения применяют, например, для получения непрерывной развертки в осциллографах, а ждущий режим — для получения ждущей развертки.

38. ПОЛУЧЕНИЕ ПИЛООБРАЗНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Напряжением пилообразной формы называется напряжение, которое в течение определенного времени нарастает или убывает пропорционально времени (линейно), а затем быстро возвращается

к исходному уровню. Пилообразное напряжение может быть линейно нарастающим (рис. 87,*а*) или линейно падающим (рис. 87,*б*).

Форма одного цикла пилообразного напряжения характеризуется длительностью прямого (рабочего) хода $T_{пр}$, в течение которого напряжение изменяется линейно, длительностью обратного хода $T_{обр}$, в течение которого напряжение обычно изменяется по экспоненте, амплитудой U_m и скоростью изменения напряжения во время прямого хода v.

Основные требования, предъявляемые к генераторам пилообразного напряжения: высокая линейность прямого хода и большой коэффициент использования напряжения источника питания. Относительное изменение скорости нарастания или убывания напряжения характеризуется коэффициентом нелинейности

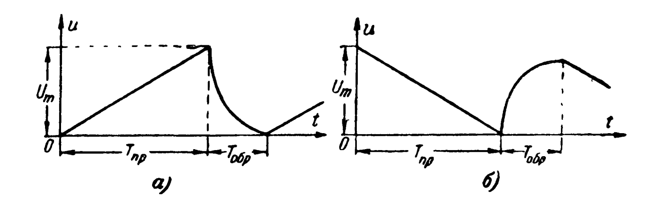


Рис. 87. Линейно изменяющееся (пилообразное) напряжение.

а — линейно нарастающее; *б* — линейно падающее.

$$p = \frac{v_н - v_к}{v_н},$$

где $v_н$ — скорость изменения напряжения в начале прямого хода;

$v_к$ — скорость изменения напряжения в конце прямого хода.

Коэффициент нелинейности для горизонтальной развертки современных телевизоров не должен превышать 12%, а для вертикальной — 9%; для электронно-лучевых индикаторов радиолокационных станций он не должен быть более 2%, а для схем сравнения и временной задержки импульсов — не более 0,1%.

Коэффициент использования напряжения источника питания определяется отношением

$$\varepsilon = \frac{U_m}{E},$$

где U_m — амплитуда пилообразного напряжения;

E — напряжение источника питания.

Для некоторых схем генераторов можно получить ε=0,7—0,9.

Принцип получения пилообразного напряжения заключается в медленном заряде (или разряде) конденсатора через большое сопротивление во время прямого хода и в быстром его разряде (или заряде) через малое сопротивление во время обратного хода.

На рис. 88,*а* показана упрощенная схема получения пилообразного напряжения. Конденсатор C заряжается при разомкнутом ключе K через резистор $R_з$, а разряжается при замыкании ключа K через резистор $R_р$. В качестве ключа используется электронная лампа, газоразрядный прибор или транзистор. Резистор $R_р$ — обычно внутреннее сопротивление отпертой лампы или транзистора.

На рис. 88,*б* показана схема генератора пилообразного напряжения, в которой функцию ключа выполняет триод. Во время прямого хода развертки лампа заперта отрицательным смещением и конденсатор C заряжается через резистор $R_а$ от источника $E_а$

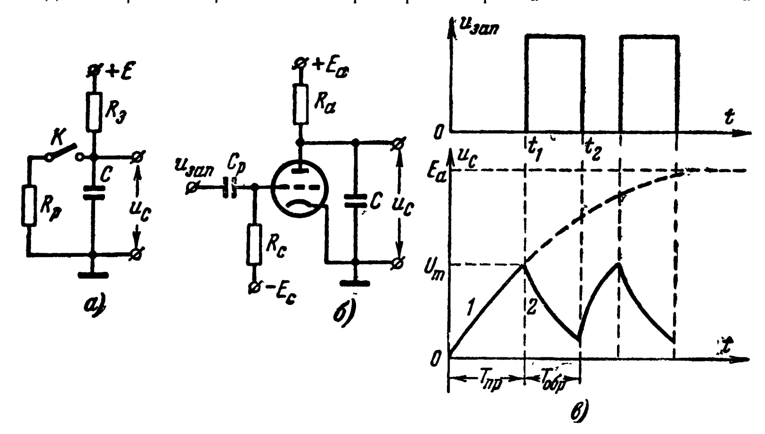


Рис. 88. Схема устройства для получения пилообразного напряжения.

а — упрощенная схема генератора; *б* — схема простейшего генератора с ламповым ключом; *в* — временные диаграммы напряжений (*1* — участок заряда; *2* — участок разряда конденсатора).

(прямой ход). В момент t_1 на сетку лампы подается положительный запускающий импульс, отпирающий лампу. Начинается быстрый разряд конденсатора через лампу (обратный ход). Длительность запускающего импульса должна быть равна $T_{обр}$. В момент t_2 лампа запирается и начинается новый цикл заряда конденсатора C.

Для получения линейного прямого хода конденсатор должен заряжаться постоянным по величине током. Но, как было рассмотрено в гл. 3, ток заряда конденсатора и напряжение на нем изменяются по экспоненциальному закону. Из рис. 88,*в* видно, что для получения возможно большей линейности нарастания напряжения на конденсаторе желательно использовать только начальный участок экспоненты, но при этом коэффициент использования напряжения источника питания будет низким. Поэтому в генераторах пилообразного напряжения для линеаризации напряжения на конденсаторе заряд конденсатора во время прямого хода часто осуществляют через нелинейный элемент. Этот элемент должен обеспечить постоянство тока заряда конденсатора. Изменение напряжения на

нелинейном элементе не должно сказываться на протекающий через него ток. В качестве нелинейного элемента обычно применяют пентод или транзистор. Анодные характеристики пентода и коллекторные характеристики транзистора почти горизонтальны (рис. 6 и рис. 11), т. е. ток через них мало изменяется при изменении напряжения. Для еще большей линеаризации пилообразного напряжения часто применяют обратную связь.

39. ГЕНЕРАТОР ПИЛООБРАЗНОГО НАПРЯЖЕНИЯ С ЕМКОСТНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ (ФАНТАСТРОН)

Для получения линейного разряда конденсатора через пентод в процессе разряда конденсатора не должно происходить уменьшения анодного тока лампы. Этого можно достигнуть путем создания обратной связи между анодом и управляющей сеткой лампы. Такую обратную связь обычно создают через емкость путем включения конденсатора между анодом и управляющей сеткой разрядной лампы.

Емкостная обратная связь используется в генераторах линейно изменяющегося напряжения, получивших название фантастронов и представляющих собой разновидность релаксационных генераторов.

Они обычно имеют одно устойчивое состояние и напоминают по принципу действия ждущий мультивибратор. Фантастрон запускается коротким импульсом напряжения, после чего он начинает вырабатывать линейно изменяющееся напряжение, форма и длительность которого определяются параметрами схемы и не зависят от запускающего импульса.

В фантастронах используют пентоды 6Ж2П, 6Ж2Б или гептоды 6А7, 6А2П и др. Лампа должна иметь большую крутизну характеристики, резкую отсечку тока по третьей сетке и возможно большую мощность рассеяния на экранирующей сетке. Фантастрон может быть собран и на транзисторах.

На рис. 89 приведена схема фантастрона на пентоде. Сопротивления резисторов делителя напряжения R_1, R_2, R_3 выбирают так, чтобы в исходном состоянии на третьей сетке был отрицательный потенциал U_1, достаточный для запирания лампы по анодному току. Поэтому лампа отперта только по второй (экранирующей) сетке. Потенциал на первой сетке почти равен нулю (сопротивление резистора R_c велико) и конденсатор C_1 заряжен почти до напряжения E_a.

В момент времени t_1 на третью сетку подается положительный запускающий импульс, отпирающий лампу по анодному току. При этом напряжение на аноде скачком уменьшается на величину U_2. Скачок напряжения на аноде через конденсатор C_1 передается на первую сетку лампы, вызывая уменьшение тока второй сетки и повышение напряжения на ней. При этом повышается напряжение и на третьей сетке, так как вторая и третья сетки связаны через резистор R_2 и «ускоряющий» конденсатор C_2. Поэтому после окончания запускающего импульса лампа остается отпертой по анодному току. Скачок заканчивается, когда напряжение на первой сетке достигает величины U_3, близкой к потенциалу запирания лампы.

После скачка начинается процесс линейного разряда конденсатора C_1, при котором напряжение на аноде уменьшается почти линейно. Через конденсатор C_1 создается цепь отрицательной обратной связи анодной цепи с цепью первой сетки. При уменьшении тока разряда конденсатора C_1 уменьшается падение напряжения на резисторе R_c и увеличивается напряжение на первой сетке, что вызывает возрастание анодного тока, препятствующее уменьшению тока разряда конденсатора.

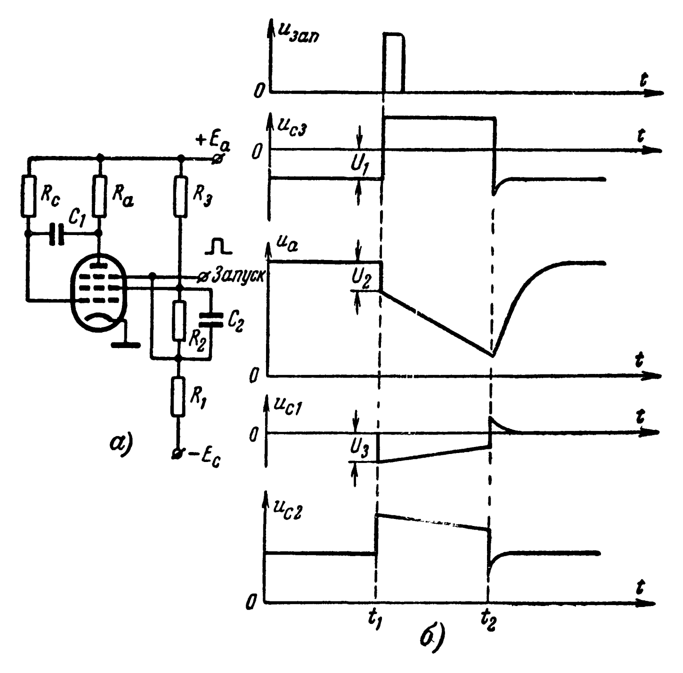


Рис. 89. Фантастрон на пентоде.
а — схема; *б* — графики напряжений на электродах лампы.

Линейный разряд конденсатора C_1 продолжается до момента времени t_2, когда напряжение на первой стеке перестает управлять анодным током и действие обратной связи между анодом и первой сеткой прекращается. Теперь напряжение на первой сетке быстро повышается, увеличивая ток второй сетки и снижая ее потенциал. Это уменьшение потенциала через конденсатор C_1 передается на третью сетку, в результате чего лампа запирается по анодному току и схема возвращается в исходное состояние.

Рассмотрим схему фантастрона на гептоде $Л_1$, в которую дополнительно включены катодный повторитель на лампе $Л_2$, уменьшающий время восстановления схемы, и диод $Л_3$, позволяющий регулировать длительность выходных импульсов (рис. 90,*а*).

Конденсатор обратной связи C_1 подключен через катодный повторитель $Л_2$. В исходном состоянии до подачи запускающего импульса анодный ток гептода $Л_1$ отсутствует, так как ток экранирующих сеток создает на сопротивлении катодной нагрузки падение напряжения, запирающее лампу по третьей сетке. Напряжение на первой сетке гептода примерно равно напряжению на катоде, а напряжение на аноде гептода определяется положением движка потенциометра R_7, соединенного с катодом диода $Л_3$. Напряжение на

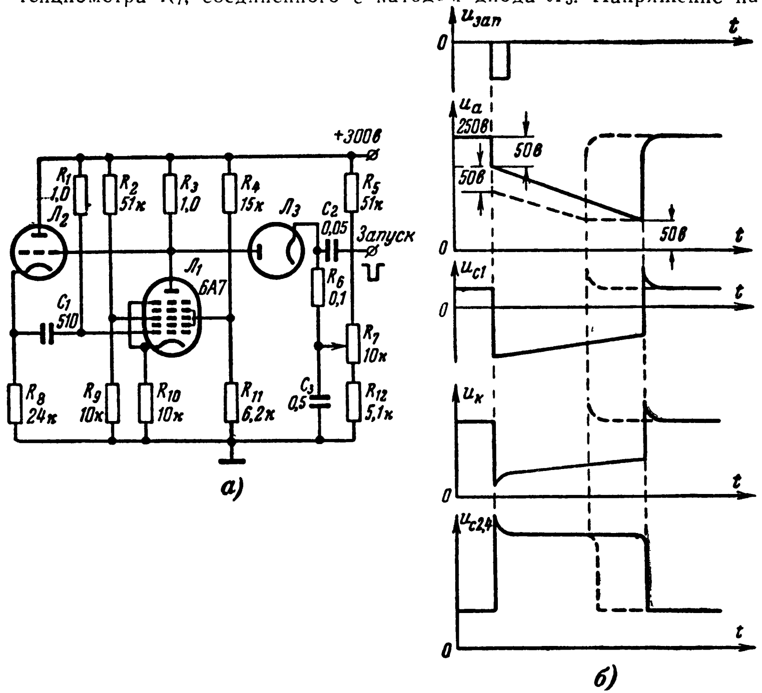


Рис. 90. Фантастрон на гептоде.

а — схема; *б* — графики напряжений на электродах лампы.

катоде катодного повторителя $Л_2$, до которого в исходном состоянии заряжен конденсатор C_1, равно напряжению на аноде гептода $Л_1$, так как коэффициент передачи катодного повторителя близок к единице. Состояние схемы при этом устойчивое.

Для запуска фантастрона на катод диода $Л_3$ подают отрицательный импульс, имеющий амплитуду около 30 *в* и длительность не менее 1—2 *мксек*. Этот импульс уменьшает скачком напряжение на аноде гептода. Скачок напряжения через катодный повторитель $Л_2$ и конденсатор C_1 передается на первую сетку гептода и вызывает уменьшение тока экранирующих сеток. Поэтому уменьшается падение напряжения на резисторе R_{10}, создающее смещение на третьей сетке, и через лампу начинает проходить анодный ток.

В результате этого напряжение на аноде уменьшается и после окончания запускающего импульса, вызывая дальнейшее уменьшение напряжения на первой сетке. Это приводит к дальнейшему уменьшению тока экранирующих сеток, к уменьшению падения напряжения на резисторе R_{10}, увеличению напряжения на третьей сетке и увеличению анодного тока. Развивается лавинообразный процесс, заканчивающийся тогда, когда напряжение на первой сетке достигает величины, близкой к напряжению отсечки. Напряжение на аноде при этом снижается примерно на 50 *в* и начинается медленный линейный разряд конденсатора C_1.

Прямой ход пилообразного напряжения продолжается до тех пор, пока напряжение на аноде не снизится примерно до 50 *в*, когда напряжение на первой сетке перестает управлять анодным током. С этого момента начинает резко уменьшаться ток разряда конденсатора C_1, увеличиваться напряжение на первой сетке и ток экранирующих сеток. Увеличение падения напряжения на резисторе R_{10} вызывает уменьшение анодного тока и увеличение анодного напряжения. Через катодный повторитель и конденсатор C_1 это изменение напряжения передается на первую сетку и вызывает лавинообразный процесс обратного скачка, в результате которого лампа снова запирается по анодному току.

После обратного скачка начинается последний этап — заряд конденсатора C_1 до исходного напряжения через катодный повторитель, участок сетка — катод гептода и резистор R_{10} (обратный ход пилообразного напряжения). Применение катодного повторителя позволяет сократить время обратного хода до 40—50 *мксек*, после чего фантастрон может быть снова запущен.

Выходное напряжение пилообразной формы (линейно падающее) снимается с анода гептода. Кроме того, с его экранирующих сеток может сниматься положительный, а с катода — отрицательный импульсы прямоугольной формы.

Длительность линейного разряда конденсатора, определяющую длительность выходных импульсов фантастрона, можно регулировать в широких пределах потенциометром R_7, так как это напряжение определяет начальный уровень напряжения на аноде гептода, а величины начального скачка и минимального напряжения на аноде гептода, при котором происходит обратный скачок, остаются неизменными.

Фантастрон обеспечивает высокую линейность выходного напряжения (коэффициент нелинейности менее 1%), высокую стабильность длительности импульса (при изменении напряжения источника питания на ±10% длительность импульса изменяется на 0,1—0,2%) и малую зависимость длительности импульса от температуры (0,02% на 1° С).

Фантастрон часто используют для деления частоты повторения импульсов, получения регулируемой задержки импульсов во времени и измерения времени между прямым и отраженным импульсами в радиолокации.

40. ПОЛУЧЕНИЕ ПИЛООБРАЗНОГО ТОКА

В электронно-лучевых трубках, используемых в телевидении, а также в некоторых радиолокационных индикаторах, применяется электромагнитное отклонение луча.

Трубки с электромагнитным отклонением луча имеют меньшую длину, больший угол отклонения и большую яркость изображения по сравнению с трубками с электростатическим отклонением. Величина отклонения луча пропорциональна току, протекающему через отклоняющие катушки, создающие магнитное поле в горловине

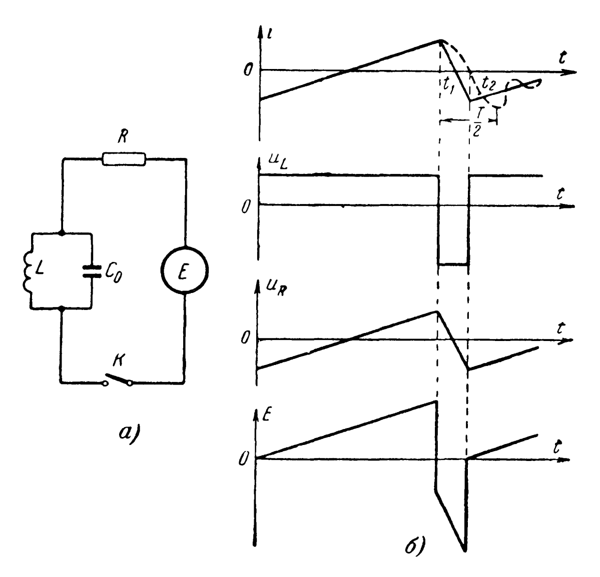


Рис. 91. Метод получения пилообразного тока.

а — эквивалентная схема устройства; *б* — временные диаграммы тока и напряжения.

трубки. Для получения линейной развертки ток должен быть пилообразной формы с линейным нарастанием во время прямого хода развертки.

Отклоняющие катушки потребляют значительный ток и представляют собой комплексную нагрузку. Поэтому получить пилообразный ток через них с небольшим коэффициентом нелинейности затруднительно. Для телевизионных разверток допускается сравнительно большой коэффициент нелинейности и поэтому развертывающие устройства получаются сравнительно несложными. Комплексный характер сопротивления отклоняющих катушек обусловливает разную форму тока через катушки и напряжения на них. Поэтому для получения пилообразного тока нужно напряжение специальной формы.

Рассмотрим упрощенную схему получения пилообразного тока (рис. 91). В схему входят: катушка индуктивности L, в которой нужно получить импульсы пилообразного тока, генератор управляющего напряжения E, ключ K, эквивалентное активное сопротивление схемы R и эквивалентная емкость C_0, включенная парал-

лельно катушке и учитывающая собственную распределенную емкость катушки и емкость монтажа.

Определим необходимую форму управляющего напряжения E, чтобы в катушке L протекал пилообразный ток (рис. 91,*б*).

Как известно, напряжение на индуктивности u_L пропорционально скорости изменения тока. Во время прямого хода развертки скорость изменения тока должна быть постоянна, поэтому и величина u_L будет постоянна. В момент времени t_1 заканчивается прямой ход развертки и начинается обратный ход. Ток через катушку идет в обратном направлении, поэтому изменяется направление э. д. с. самоиндукции в катушке и напряжение u_L скачком изменяет свой знак. При линейном изменении тока во время обратного хода развертки u_L постоянно, но больше по абсолютной величине, так как скорость изменения тока во время обратного хода развертки выше, чем во время прямого хода. В момент времени t_2 снова начинается прямой ход развертки и поэтому u_L изменяет свой знак. Таким образом, напряжение u_L имеет прямоугольную форму.

Напряжение на активном сопротивлении u_R по форме совпадает с током, т. е. имеет пилообразную форму. Напряжение генератора E уравновешивается падением напряжения на L и на R, поэтому $E = u_L + u_R$.

Произведя графическое сложение u_L и u_R, получим трапецеидальную форму напряжения E. Значит, для получения пилообразного тока в катушке L необходимо трапецеидальное напряжение генератора E. Скачок напряжения в момент изменения направления тока необходим для компенсации возникающей в катушке э. д. с. самоиндукции.

В реальных схемах паразитная емкость C_0 и индуктивность L образуют колебательный контур, в котором возникают колебания при каждом переходе от прямого хода развертки к обратному, и наоборот. Рассмотрим влияние этих колебаний на форму тока.

На рис. 91,*б* штриховой линией на графике тока показан характер изменения тока в реальной схеме. Особенно сильно проявляются колебания при переходе от обратного хода развертки к прямому. Эти колебания в начале прямого хода развертки по строкам видны на экране кинескопа как вертикальные полосы в левой части растра. Для уменьшения паразитных колебаний применяют шунтирование отклоняющих катушек резистором или применяют демпфирующие схемы, в которых паразитные колебания шунтируются специальным диодом.

Емкость C_0 не позволяет снизить время обратного хода развертки меньше полупериода ($T/2$) собственных колебаний контура L, C_0. Поэтому желательно иметь малые величины L и C_0, что достигается применением небольшого числа витков отклоняющих катушек и их рациональной конструкцией.

Для получения напряжения трапецеидальной формы в генераторах пилообразного тока применяют обычно каскад формирования управляющего напряжения, схема которого показана на рис. 92,*а*.

Во время прямого хода развертки $T_{пр}$ лампа заперта отрицательным смещением $-E_c$ на ее сетке и конденсатор C заряжается через резисторы $R_а$ и R. Постоянная времени цепи заряда должна быть много больше периода повторения запускающих импульсов. Поэтому можно считать, что напряжение на конденсаторе u_C возрастает линейно. В момент времени t_1 на сетку лампы подается по-

ложительный запускающий импульс, длительность которого равна времени обратного хода развертки $T_{обр}$. В этот момент лампа отпирается и потенциал ее анода резко снижается. Начинается быстрый разряд конденсатора через отпертую лампу и резистор R. В момент времени t_2 импульс на сетке лампы заканчивается, лампа запирается и снова начинается медленный заряд конденсатора.

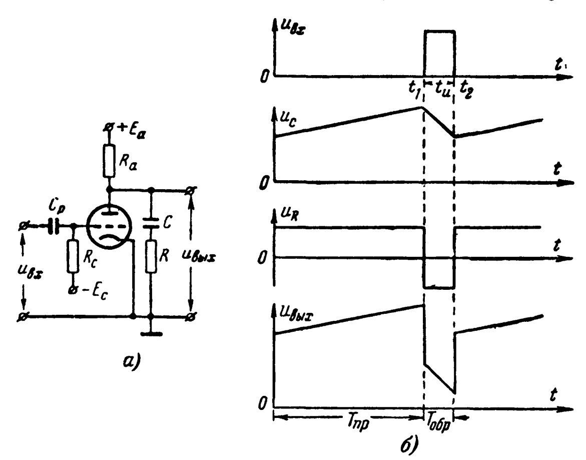


Рис. 92. Каскад формирования управляющего напряжения (*а*) и графики напряжений в схеме (*б*).

Если заряд и разряд конденсатора C происходят линейно, то на резисторе R создается напряжение u_R прямоугольной формы, а на конденсаторе C напряжение u_C имеет пилообразную форму.

Напряжение на выходе схемы $u_{вых}$ равно сумме напряжений на конденсаторе C и на резисторе R:

$$u_{вых} = u_C + u_R.$$

Суммируя графически, получим трапецеидальное напряжение, необходимое для получения пилообразного тока в отклоняющих катушках. Таким образом, генератор трапецеидального напряжения отличается от генератора пилообразного напряжения (рис. 88,*б*) резистором R, включенным последовательно в цепь заряда и разряда конденсатора C.

41. ГЕНЕРАТОРЫ ТЕЛЕВИЗИОННОЙ РАЗВЕРТКИ

Для правильной передачи изображения необходимо, чтобы положение развертывающего луча на экране кинескопа точно соответствовало положению луча на мишени передающей трубки. Устройства для формирования пилообразных токов строчной и кадровой частот называются развертывающими или генераторами развертки.

На рис. 93 приведена блок-схема генератора строчной или кадровой развертки, состоящего из трех каскадов.

Задающий генератор (генератор импульсов) управляется приходящими синхронизирующими импульсами и определяет частоту развертки. Для задающих генераторов обычно применяют блокинг-генераторы или мультивибраторы. Импульсы задающего генератора подают на разрядный каскад (каскад формирования управляющего напряжения), который формирует напряжение трапецеидальной формы. В последние годы отдельный разрядный каскад не применяют, а объединяют его с задающим генератором.

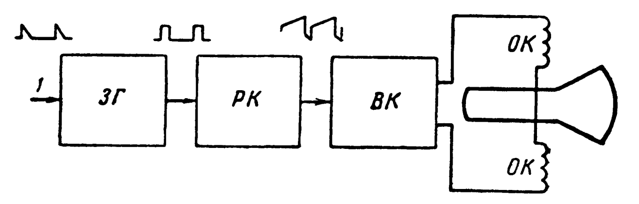


Рис. 93. Блок-схема генератора телевизионной развертки.

ЗГ — задающий генератор; *РК* — разрядный каскад; *ВК* — выходной каскад; *ОК* — отклоняющие катушки; *1* — вход синхроимпульсов.

Выходной каскад работает непосредственно на отклоняющие катушки, потребляющие значительный ток. Поэтому выходной каскад должен работать в режиме усиления мощности на достаточно мощной лампе. Выходные каскады строчной и кадровой разверток значительно отличаются по схемам, так как из-за отличия частот более чем в 300 раз отклоняющие катушки строчной развертки потребляют мощность, превышающую в то же число раз мощность, потребляемую отклоняющими катушками кадровой развертки.

Угол отклонения электронного луча определяется числом ампер-витков отклоняющих катушек. Нужное число ампер-витков может быть получено при помощи катушки с малым числом витков, но с большим протекающим через нее током или наоборот.

Для уменьшения потребляемой энергии выгодно увеличивать число витков в отклоняющих катушках, чтобы уменьшить необходимый пилообразный ток. Однако при большом числе витков в строчных отклоняющих катушках начинает сказываться влияние их собственной межвитковой емкости и активных потерь, так как частота строчной развертки сравнительно высока. Емкость увеличивает время обратного хода развертки, а активные потери уменьшают ее размах и ухудшают линейность. Поэтому строчные отклоняющие катушки обычно состоят из небольшого числа витков (150—170) и отклоняющий ток может достигать одного ампера.

Получить большой пилообразный ток непосредственно в анодной цепи лампы трудно, поэтому строчные отклоняющие катушки подключают к выходной лампе через понижающий трансформатор или автотрансформатор. Кадровые отклоняющие катушки могут иметь большое число витков и включаться непосредственно в анод-

ную цепь выходной лампы. Однако в современных телевизорах кадровые отклоняющие катушки имеют, как и строчные, небольшое число витков и подключаются к выходной лампе через понижающий трансформатор.

На рис. 94 приведена упрощенная схема выходного каскада кадровой развертки с трансформаторным выходом унифицированного телевизора УНТ-47/59. В современных телевизорах на кинескопах с углом отклонения луча 110° выходной каскад собирают на достаточно мощной лампе (пентодная часть 6Ф3П или 6Ф5П), чтобы получить амплитуду пилообразного напряжения на ее аноде

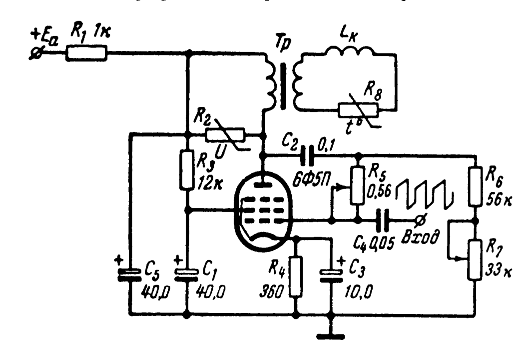


Рис. 94. Упрощенная схема выходного каскада кадровой развертки телевизора УНТ-47/59.

примерно 800—1 200 *в*. На управляющую сетку лампы подают напряжение трапецеидальной формы.

Линейность кадровой развертки в схеме на рис. 94 можно регулировать изменением смещения на управляющей сетке лампы потенциометром R_7, а также потенциометром R_5, изменяющим глубину отрицательной обратной связи.

В современных телевизорах применяется стабилизация размера изображения по кадрам. Изменения напряжения сети компенсируют при помощи варистора R_2, а нагрев отклоняющих катушек $L_к$ при помощи терморезистора R_8.

Рассмотрим принцип работы выходного каскада строчной развертки, идеализированная схема которого приведена на рис. 95,*а*.

При замыкании ключа K начинается заряд паразитной емкости C и нарастание тока i_L в отклоняющей катушке L по экспоненциальному закону. Если используется только начальный участок экспоненты, то нарастание тока происходит почти линейно. За время прямого хода развертки $I_{пр}$ ток нарастает до $I_{макс}$ (рис. 95,*в*).

Пусть в момент времени t_1 ключ K разомкнулся. В контуре LC возникают свободные колебания, период которых в 2 раза больше времени обратного хода развертки $T_{обр}$. Пиковое напряжение на индуктивности $U_{макс}$ за время $T_{обр}$ значительно больше напряжения на индуктивности e_L за время $T_{пр}$, так как скорость измене-

ния тока во время обратного хода развертки значительно выше, чем во время прямого хода.

При повторном замыкании ключа в момент t_3 собственные колебания срываются. Энергия, запасенная в катушке L, за время от t_1 до t_2 переходит в электрическую энергию конденсатора C, за время от t_2 до t_3 снова переходит в электромагнитную энергию катушки L и за время от t_3 до t_4 энергия возвращается источнику питания.

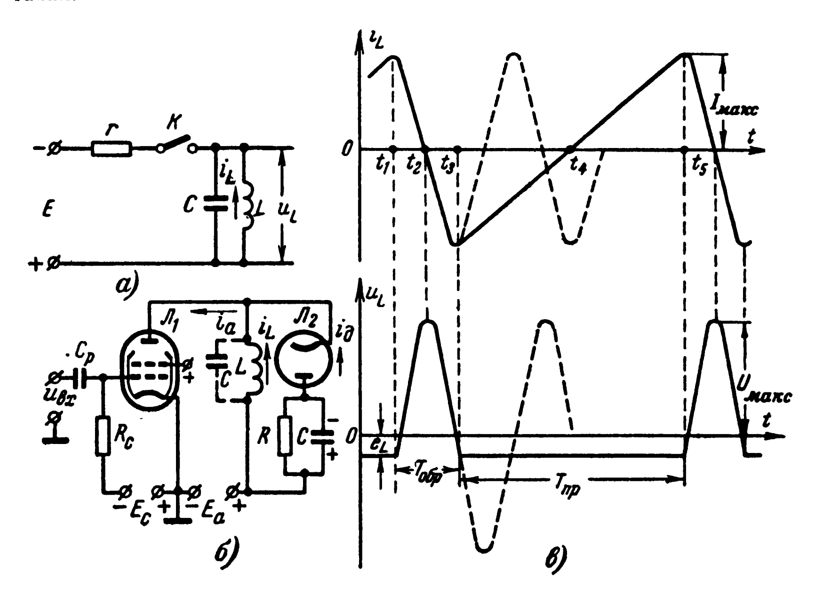


Рис. 95. Выходной каскад строчной развертки.

а — идеализированная схема; *б* — упрощенная принципиальная схема; *в* — временные диаграммы токов и напряжений.

В реальных схемах в качестве ключа K используется лампа $Л_1$ (рис. 95,*б*). В начале прямого хода развертки лампа $Л_1$ обладает достаточно большим внутренним сопротивлением и не может зашунтировать контур и прервать его собственные колебания. Поэтому в начале прямого хода развертки могут наблюдаться полосы с левой стороны растра. Для устранения колебаний параллельно контуру подключают демпфирующий диод $Л_2$.

Во время прямого хода развертки лампа $Л_1$ отперта и через катушку L проходит линейно нарастающий ток i_L. В момент t_1 при подаче на управляющую сетку отрицательного импульса лампа $Л_1$ запирается и в контуре возникают колебания. В момент t_3 вся энергия сосредоточена в катушке, напряжение на контуре становится равным нулю, диод $Л_2$ отпирается и свободные колебания переходят в апериодические. Энергия, накопленная в катушке, переходит в тепловую, рассеиваемую на аноде диода и резисторе R.

От момента t_3 до момента t_4 через катушку протекает ток диода $i_д$. В момент t_4 лампа $Л_1$ отпирается управляющим напряжением на ее сетке и до момента t_5 через катушку проходит анодный ток $i_а$ лампы $Л_1$. В этот промежуток времени диод $Л_2$ заперт.

В современных телевизорах применяют выходные каскады строчной развертки с выходным автотрансформатором (рис. 96). Отклоняющие катушки $L_к$ для лучшего согласования подключают к части витков автотрансформатора, а не в анодную цепь лампы $Л_1$.

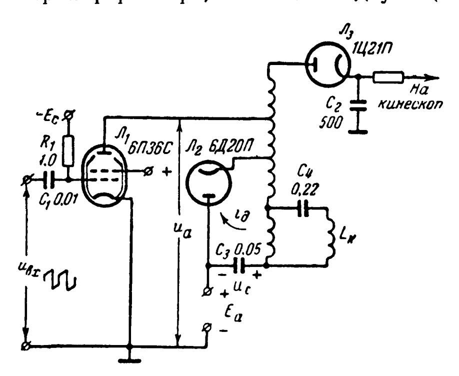


Рис. 96. Упрощенная схема выходного каскада строчной развертки телевизора УНТ-47/59.

Лампа $Л_1$ служит управляющей, лампа $Л_2$ — демпфирующей и лампа $Л_3$ — высоковольтным выпрямителем.

Напряжение на аноде управляющей лампы должно быть порядка 500—800 *в*. При напряжении источника питания $E_а = 200$—250 *в* повышенное напряжение получается в схеме при помощи «вольтодобавочного» конденсатора C_3, который заряжается током демпфирующего диода $Л_2$ до напряжения u_C. Поэтому напряжение на аноде лампы $Л_1$ будет выше, чем напряжение источника питания, так как $u_а = E_а + u_C$.

Для питания второго анода кинескопа требуется постоянное напряжение 14—16 *кв*, которое получается при помощи однополупериодного выпрямителя на лампе $Л_3$. Положительные импульсы напряжения, возникающие на аноде лампы $Л_1$ во время обратного хода развертки, повышаются дополнительной обмоткой автотрансформатора до необходимой величины и выпрямляются высоковольтным кенотроном $Л_3$.

42. ГЕНЕРАТОРЫ ПИЛООБРАЗНОГО ТОКА НА ТРАНЗИСТОРАХ

Генераторы пилообразного тока (генераторы развертки) могут собираться на транзисторах. В этом случае для выходных каскадов применяют мощные транзисторы с большим током коллектора (0,5—

2 *а*) и большим коэффициентом усиления по току, включенные по схеме с общим эмиттером.

Построение схем генераторов пилообразного тока на транзисторах по аналогии с ламповыми генераторами затруднительно из-за малого входного сопротивления выходного каскада. Поэтому практически применяют простые схемы, в которых трапецеидальное напряжение генерируется непосредственно в выходном каскаде.

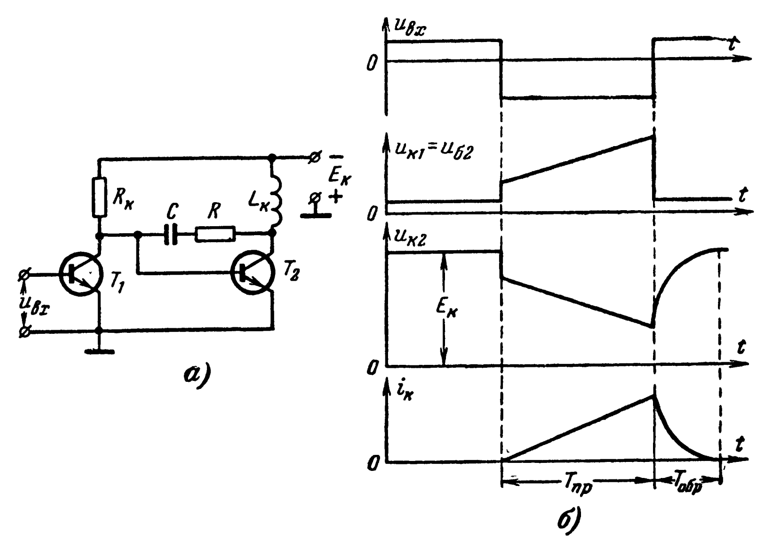


Рис. 97. Генератор пилообразного тока на транзисторах.
а — схема генератора; *б* — временные диаграммы напряжений и токов

Схема на рис. 97,*а* позволяет получить пилообразный ток в катушке с коэффициентом нелинейности порядка 1—5% и хорошую стабильность работы.

До прихода запускающего импульса транзистор T_1, выполняющий функции ключа, отперт и напряжение на его коллекторе близко к нулю. Режим схемы подобран так, что транзистор T_2 заперт и конденсатор C заряжен до напряжения $E_к$. Запускающий импульс запирает транзистор T_1, напряжение на его коллекторе увеличивается и транзистор T_2 отпирается. Начинается разряд конденсатора C через транзистор T_2 и резистор $R_к$. Благодаря резистору R напряжение на коллекторе транзистора T_2 сначала уменьшается скачком, а затем изменяется линейно во время разряда конденсатора (прямой ход). После окончания входного импульса транзистор T_1 отпирается, транзистор T_2 запирается и конденсатор C быстро заряжается через катушку $L_к$ и транзистор T_1 до напряжения $E_к$ (обратный ход).

Ток, протекающий через катушку $L_к$, имеет пилообразную форму. Паразитные колебания в начале прямого хода не возникают из-за сильной отрицательной обратной связи. Поэтому время обратного хода здесь невелико и нет необходимости в шунтировании катушки.

ГЛАВА ДЕСЯТАЯ

СИНХРОНИЗАЦИЯ РЕЛАКСАЦИОННЫХ ГЕНЕРАТОРОВ И ДЕЛЕНИЕ ЧАСТОТЫ ПОВТОРЕНИЯ ИМПУЛЬСОВ

Релаксационные генераторы могут работать в режиме синхронизации, при котором частота их колебаний поддерживается равной или кратной частоте внешнего синхронизирующего напряжения (импульсного или синусоидального).

Синхронизация необходима для временно́го согласования в работе нескольких импульсных устройств, например генератора импульсов радиолокационной станции и развертки ее индикатора. В телевидении требуется одновременность и строгая согласованность строчной и кадровой разверток электронных лучей в передающей и приемной трубках.

Если используется режим синхронизации, при котором частота колебаний релаксационного генератора в целое число раз меньше частоты повторения синхронизирующих импульсов на его входе, то осуществляется деление частоты повторения импульсов, которое широко используется в импульсных устройствах. Для деления частоты повторения импульсов применяют также ждущие релаксационные генераторы (ждущие мультивибраторы и фантастроны), имеющие одно устойчивое состояние, и накопительные устройства с разрядной цепью.

Синхронизация обычно производится кратковременными импульсами с крутыми фронтами. Если требуется особая стабильность частоты, для синхронизации применяют генераторы синусоидальных колебаний с кварцевой стабилизацией.

43. СИНХРОНИЗАЦИЯ РЕЛАКСАЦИОННЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

Синхронизация релаксационного генератора (блокинг-генератора, мультивибратора и др.) заключается в согласовании частоты повторения импульсов генератора с частотой синхронизирующего напряжения.

Рассмотрим синхронизацию блокинг-генератора кратковременными импульсами, которые обычно подаются на сетку лампы или на базу транзистора. Для ламповых блокинг-генераторов синхронизирующие импульсы должны быть положительными, а для транзисторных — их полярность определяется типом транзистора (*p-n-p* или *n-p-n*). Для устойчивой синхронизации период повторения син-

хронизирующих импульсов $T_{синх}$ должен быть несколько меньше периода собственных колебаний релаксационного генератора $T_{соб}$.

На рис. 98 приведены временные диаграммы установления режима синхронизации блокинг-генератора. Без синхронизирующих импульсов блокинг-генератор работает в режиме автоколебаний и

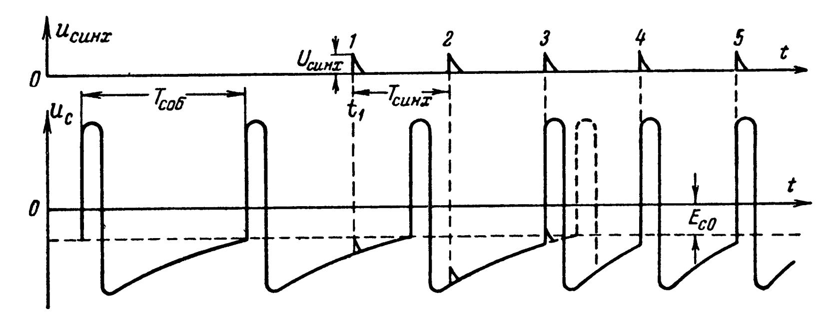


Рис. 98. Установление режима синхронизации блокинг-генератора.

период его собственных колебаний $T_{соб}$ определяется параметрами схемы. В момент времени t_1 приходит первый синхронизирующий импульс и напряжение на сетке лампы повышается.

Если напряжение на сетке во время действия первого синхроимпульса недостаточно для отпирания лампы (не достигает потенциала отпирания лампы E_{c0}), то во время каждого последующего периода происходит перемещение синхронизирующих импульсов относительно моментов отпирания лампы, пока один из импульсов (на графике — третий) не окажется достаточным, чтобы отпереть лампу. Следующий синхронизирующий импульс и все последующие будут отпирать лампу, и в схеме устанавливается стационарный режим, при котором период колебаний релаксационного генератора равен периоду повторения синхронизирующих импульсов.

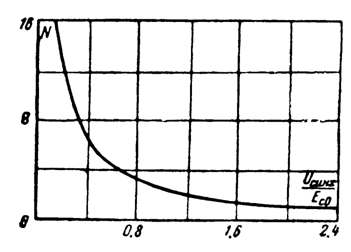


Рис. 99. График, показывающий зависимость числа периодов вхождения в синхронизм у релаксационного генератора от амплитуды синхроимпульсов.

На рис. 99 приведен график зависимости скорости вхождения релаксационного генератора в синхронизм от амплитуды синхроимпульсов. Из графика видно, что чем больше отношение амплитуды синхроимпульсов $U_{синх}$ к напряжению отпирания лампы E_{c0}, тем меньшее число периодов проходит до установления режима синхронизации.

Чем круче фронт синхронизирующих импульсов, тем выше стабильность синхронизации. При нестабильности напряжения источников питания изменяется уровень напряжения E_{c0} отпирания лампы или транзистора. Если синхронизирующий импульс имеет длительный фронт, то будут нестабильны моменты отпирания лампы,

а следовательно, и период колебаний релаксационного генератора.

Синхронизация других типов релаксационных генераторов принципиально не отличается от синхронизации блокинг-генератора.

На рис. 100,*а* приведены временные диаграммы синхронизации мультивибратора кратковременными импульсами. Импульсы *1* и *2* почти не влияют на работу мультивибратора, а импульс *3*, пришедший несколько раньше, чем напряжение на сетке достигает величины E_{c0}, отопрет лампу и вызовет опрокидывание схемы. Затем опрокидывание схемы вызывает каждый синхронизирующий импульс.

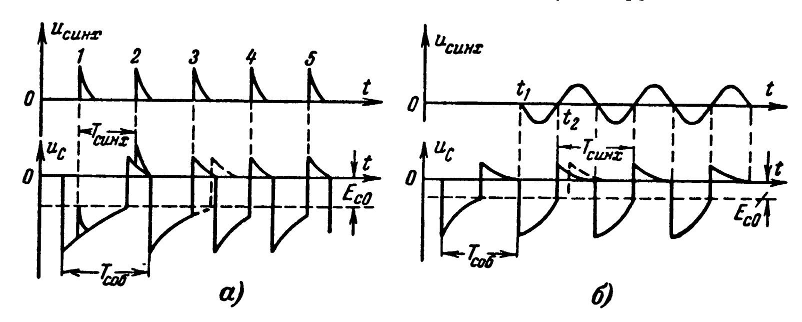


Рис. 100. Синхронизация мультивибратора.
а — кратковременными импульсами; *б* — синусоидальным напряжением.

Синхронизировать мультивибратор можно не только положительными, но и отрицательными импульсами, которые усиливаются отпертой лампой и в положительной полярности подводятся к сетке запертой лампы, вызывая опрокидывание схемы.

На рис. 100,*б* приведены временные диаграммы синхронизации мультивибратора синусоидальным напряжением, период которого $T_{синх}$ несколько меньше периода собственных колебаний мультивибратора $T_{соб}$.

Когда в момент времени t_1 на сетку запертой лампы мультивибратора подается синусоидальное напряжение, то результирующее напряжение на сетке имеет вид выпуклой вниз кривой, представляющей собой сумму экспоненты и отрицательной полуволны синусоиды. Лампа отпирается в момент времени t_2, т. е. несколько раньше, чем при отсутствии синхронизации. Затем период колебаний мультивибратора устанавливается равным периоду синхронизирующего напряжения.

При синхронизации релаксационных генераторов на транзисторах следует учитывать их инерционность, ограничивающую минимальную длительность синхронизирующих импульсов, которая должна быть больше времени опрокидывания схемы.

44. ДЕЛЕНИЕ ЧАСТОТЫ ПОВТОРЕНИЯ ИМПУЛЬСОВ

Рассмотрим деление частоты повторения импульсов при синхронизации самовозбуждающихся релаксационных генераторов. На рис. 101 приведены временные диаграммы, поясняющие принцип де-

ления частоты повторения импульсов при помощи блокинг-генератора.

Если значительно уменьшить период повторения синхронизирующих импульсов $T_{синх}$ по сравнению с периодом собственных колебаний блокинг-генератора $T_{соб}$, то после отпирания лампы каким-

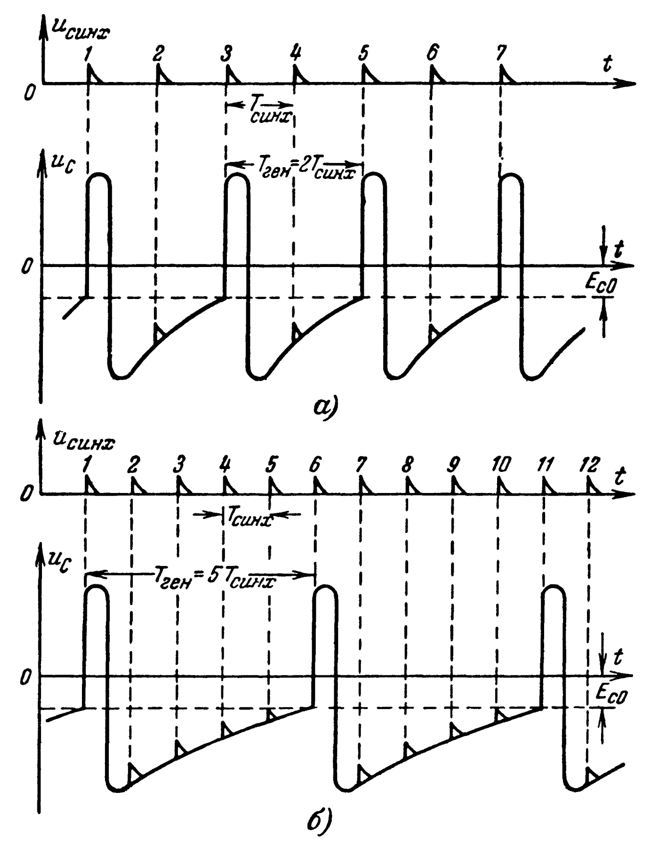


Рис. 101. Деление частоты повторения импульсов при синхронизации самовозбуждающегося блокинг-генератора.

а — с коэффициентом деления, равным двум; *б* — с коэффициентом деления, равным пяти.

либо синхронизирующим импульсом следующий импульс уже не сможет ее отпереть. На рис. 101,*а* отпирание лампы происходит 1 раз за два периода сихронизирующих импульсов. Частота колебаний блокинг-генератора будет при этом в 2 раза ниже частоты повторения синхронизирующих импульсов. Происходит деление ча-

стоты повторения импульсов с коэффициентом деления, равным двум. Если еще более уменьшить период повторения синхронизирующих импульсов, то можно получить больший коэффициент деления. На рис. 101,*б* отпирание лампы происходит 1 раз за пять периодов синхронизирующих импульсов, т. е. коэффициент деления равен пяти. Аналогично происходит деление частоты повторения импульсов при помощи мультивибратора.

При использовании самовозбуждающихся релаксационных генераторов можно получить в одном каскаде максимальный стабильный коэффициент деления 8—10, так как при большем коэффи-

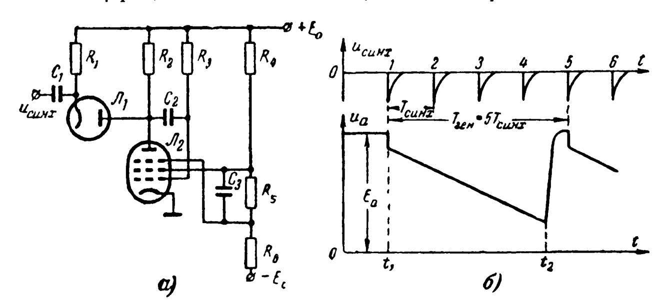


Рис. 102. Фантастронный генератор, работающий в ждущем режиме, в качестве делителя частоты (*а*) и графика напряженности (*б*).

циенте деления генератор может запуститься предыдущим импульсом и деление будет нестабильным. Для увеличения предельного стабильного коэффициента деления на каскад до 15—20 применяют меры стабилизации периода собственных колебаний релаксационного генератора (фиксирующие диоды, схемы с положительной сеткой или базой, стабилизированный источник питания и др.), а также включают в катодную цепь генератора стабилизирующий колебательный контур.

Использование ждущих мультивибраторов и фантастронов для деления частоты основано на нечувствительности схем к синхронизирующим импульсам в течение неустойчивого состояния.

На рис. 102,*а* приведена схема фантастронного делителя частоты, собранного на пентоде $Л_2$. Через диод $Л_1$ на анод фантастрона, работающего в ждущем режиме, подаются синхронизирующие импульсы.

До момента времени t_1 схема находится в устойчивом состоянии, при котором лампа фантастрона $Л_2$ заперта по анодному току и напряжение на ее аноде равно $E_а$. Поэтому анод и катод диода $Л_1$ имеют один и тот же потенциал и через диод передается отрицательный импульс *1*, запускающий фантастрон. Затем схема остается нечувствительной к входным импульсам *2*, *3* и *4* до окончания процесса восстановления, так как потенциал на аноде фантастрона $Л_2$ и диода $Л_1$ снижается и диод заперт. После возвращения схемы в устойчивое состояние в момент времени t_2 она повторно запускается импульсом *5*.

При стабилизации источников питания фантастронные делители позволяют получить стабильный коэффициент деления на каскад до 30. Делители частоты с использованием ждущих мультивибраторов и фантастронов работают достаточно стабильно при изменении амплитуды и формы синхронизирующих импульсов.

Для получения стабильного деления частоты повторения импульсов в тех случаях, когда частота их повторения не стабильна, применяются накопительные устройства с разрядной цепью (рис. 103). Их иногда называют также ступенчатыми (емкостными)

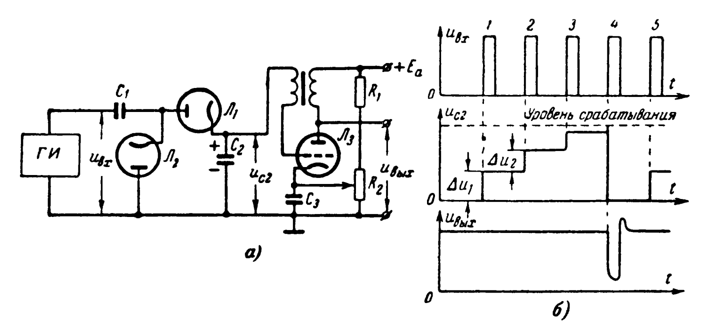


Рис. 103. Делитель частоты с емкостным накопителем и ждущим блокинг-генератором.

а — схема делителя; *б* — временные диаграммы напряжений.

делителями частоты или накопительными (ступенчатыми) счетчиками. В качестве разрядной цепи обычно используют ждущий блокинг-генератор $Л_3$, а накопительное устройство состоит из конденсаторов C_1 и C_2 и диодов $Л_1$ и $Л_2$.

Первый входной импульс отпирает диод $Л_1$, и конденсаторы C_1 и C_2 заряжаются до напряжений, обратно пропорциональных емкостям. Обычно емкость конденсатора C_2 в 10—20 раз больше емкости конденсатора C_1, поэтому конденсатор C_2 зарядится на небольшую величину Δu_1. Постоянная времени зарядной цепи должна быть мала, чтобы за время действия импульса конденсаторы успели полностью зарядиться.

После окончания действия импульса конденсатор C_1 разряжается через диод $Л_2$ и генератор импульсов, а на конденсаторе C_2 заряд сохраняется. Во время действия второго импульса оба конденсатора снова заряжаются, но прирост напряжения Δu_2 на конденсаторе C_2 будет меньшим, так как напряжение Δu_1, сохранившееся после первого импульса, уменьшает результирующую э. д. с., действующую в цепи. Каждый последующий входной импульс будет вызывать все меньшее приращение напряжения на конденсаторе C_2, имеющее вид ступенек (рис. 103,*б*).

Блокинг-генератор $Л_3$, запертый положительным напряжением на катоде, срабатывает в тот момент, когда напряжение на конденсаторе C_2 достигает потенциала отпирания лампы. В этот момент формируется выходной импульс блокинг-генератора, конденсатор C_2 разряжается сеточным током и схема возвращается в исходное

состояние. Здесь блокинг-генератор служит сравнивающим устройством, срабатывающим, когда входной сигнал достигает заранее установленного уровня напряжения.

Коэффициент деления схемы зависит от соотношения между емкостями конденсаторов C_1 и C_2, от напряжения смещения на блокинг-генераторе и от амплитуды входных импульсов. Чтобы срабатывание блокинг-генератора было стабильнее, коэффициент деления выбирают не более 10. При коэффициенте деления, равном 10, амплитуда последней ступеньки составляет только 4% от амплитуды входных импульсов. Коэффициент деления можно устанавливать изменением смещения на блокинг-генераторе при помощи потенциометра R_2.

Устройство обеспечивает стабильный коэфифциент деления при входных импульсах, повторяющихся относительно регулярно, так как заряд конденсатора C_2 может изменяться из-за утечки конденсатора. Поэтому важно выбирать конденсатор C_2 с возможно меньшей утечкой. Кроме того, для стабильного деления нужно сохранять постоянной амплитуду входных импульсов, которая должна быть возможно большей (100—200 *в*).

Если нужно получить больший коэффициент деления, чем может дать один делитель, то применяют последовательное соединение делителей. В этом случае общий коэффициент деления равен произведению коэффициентов деления всех делителей.

Так, например, в телевизионном генераторе синхронизирующих импульсов для получения неизменного отношения частот строчной и кадровой разверток требуется получить общий коэффициент деления частоты повторения импульсов задающего генератора в 625 раз. Его обычно получают при последовательном соединении четырех делителей, каждый из которых имеет коэффициент деления, равный пяти ($625=5\times5\times5\times5$).

45. СИНХРОНИЗАЦИЯ В ТЕЛЕВИДЕНИИ

В телевидении необходимо, чтобы строчная и кадровая развертки электронных лучей передающей и приемной трубок работали синхронно и синфазно.

При нарушении синфазности генераторов строчной развертки (разное время начала разверток в телевизоре и передатчике) изображение на экране кинескопа будет сдвинуто справа налево или слева направо. При нарушении синфазности генераторов кадровой развертки изображение будет сдвинуто вниз или вверх. Нарушение синхронности генераторов строчной развертки (разные частоты разверток в телевизоре и передатчике) приводит к искривлению и излому вертикальных линий изображения или вообще к пропаданию изображения в телевизоре. При нарушении синхронности генераторов кадровой развертки изображение будет перемещаться сверху вниз или снизу вверх.

Синхронизировать генераторы разверток телевизора можно независимо от передающего устройства (автономная синхронизация) или при помощи синхронизирующих импульсов, посылаемых передающим устройством вместе с сигналами изображения (принудительная или жесткая синхронизация).

Для автономной синхронизации требуется очень высокая стабильность частоты генераторов (не менее 10^{-7}), которую практически трудно получить. Поэтому в телевидении применяют принудительную синхронизацию. Полный телевизионный сигнал, кроме сигналов изображения и гасящих импульсов, содержит также горизонтальные (строчные) и вертикальные (кадровые) синхронизирующие импульсы, вырабатывающиеся специальным генератором синхронизирующих импульсов (синхрогенератором).

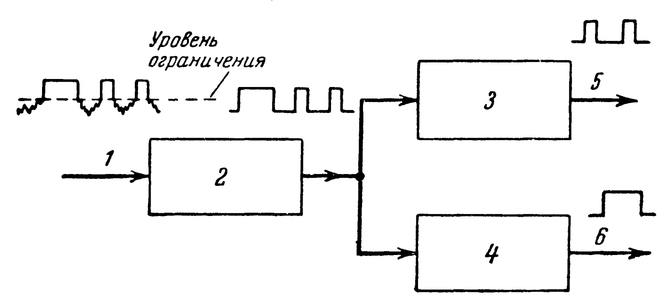


Рис. 104 Блок-схема отделения синхронизирующих импульсов от полного телевизионного сигнала и их взаимного разделения в телевизоре.

1 — вход полного телевизионного сигнала; *2* — амплитудный селектор; *3* — селектор строчных синхроимпульсов; *4* — селектор кадровых синхроимпульсов; *5* — выход на генератор строчной развертки; *6* — выход на генератор кадровой развертки.

Параметры и способ передачи синхронизирующих импульсов должны удовлетворять следующим требованиям:

1. Синхронизирующие импульсы не должны создавать помех на изображении. Для этого они передаются во время обратных ходов развертки, когда передающая и приемная трубки заперты гасящими импульсами.

2. Синхронизирующие импульсы должны легко отделяться от сигналов изображения, чтобы сигналы изображения не попадали к генераторам разверток и не нарушали синхронизацию. Для этого синхроимпульсы располагаются ниже уровня черного (в области «чернее черного») и отделяются они методами амплитудной селекции, т. е. ограничением амплитуды на уровне черного.

3. Должна быть получена возможность взаимного разделения строчных и кадровых синхронизирующих импульсов. Кадровый синхронизирующий импульс имеет при равной амплитуде примерно в 400 раз большую длительность, чем строчный. В телевизорах используется метод селекции импульсов по длительности с помощью дифференцирующих и интегрирующих цепей.

4. Синхронизирующие импульсы должны управлять цепями разверток при наличии помех. Для этого в современных телевизорах применяют помехоустойчивые схемы синхронизации.

На рис. 104 приведена блок-схема отделения синхронизирующих импульсов от полного телевизионного сигнала и их взаимного разделения в телевизоре.

Амплитудный селектор отделяет синхронизирующие импульсы от полного телевизионного сигнала. В качестве амплитудных селекторов применяют ограничители-усилители на триодах или пентодах, рассмотренные в гл. 5.

После амплитудной селекции строчные и кадровые синхронизирующие импульсы разделяются по длительности. Затем импульсы подаются на генераторы строчной и кадровой разверток. Принцип селекции импульсов по длительности рассмотрен в гл. 3.

Селектор строчных синхронизирующих импульсов осуществляет их дифференцирование, при котором возникают положительные и отрицательные пики напряжения, соответствующие фронту и срезу

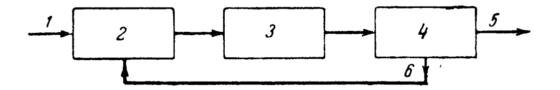


Рис. 105. Блок-схема инерционной синхронизации генератора строчной развертки телевизора.

1 — вход строчных синхроимпульсов; *2* — фазовый детектор; *3* — низкочастотный фильтр; *4* — генератор строчной развертки; *5* — выход на отклоняющие катушки; *6* — импульсы обратного хода.

синхронизирующего импульса. Один из этих пиков (обычно положительный) используется для синхронизации генератора строчной развертки. Селектор кадровых синхронизирующих импульсов осуществляет их интегрирование. Передний фронт интегрированного импульса используется для синхронизации генератора кадровой развертки.

Метод синхронизации генераторов развертки каждым синхронизирующим импульсом называется импульсной синхронизацией. Он имеет тот недостаток, что если в канал синхронизации попадут импульсные помехи, то они будут воздействовать на генераторы разверток, нарушая синхронизацию. Особенно заметно на изображении нарушение синхронизации строчной развертки кратковременными импульсами помех. Поэтому в современных телевизорах применяется метод инерционной синхронизации с автоподстройкой частоты и фазы строчной развертки.

Блок-схема инерционной синхронизации генератора строчной развертки приведена на рис. 105.

Периодически повторяющиеся строчные синхронизирующие импульсы, предварительно отделенные от сигналов изображения и кадровых синхронизирующих импульсов, подаются на фазовый детектор, которой сравнивает их фазу с фазой импульсов обратного хода генератора строчной развертки. Если фазы не совпадают, то на выходе фазового детектора появляется постоянное управляющее напряжение, пропорциональное разности фаз. Низкочастотный фильтр подавляет импульсы помех и переменную составляющую входного сигнала, пропуская только постоянное напряжение. Это напряжение подается в сеточную цепь задающего каскада генератора строчной развертки (блокинг-генератора или мультивибратора) и изменяет его частоту так, чтобы она совпала с частотой

строчных синхронизирующих импульсов. При равенстве частот и фаз синхронизирующих импульсов и импульсов генератора строчной развертки управляющее напряжение на выходе фазового детектора равно нулю.

Эта схема инерционная, так как она не реагирует на хаотические импульсы помех, не имеющие постоянной частоты повторения. Она производит сравнение частот за достаточно большой промежуток времени, и поэтому искажение или пропадание отдельных синхронизирующих импульсов не вызывает нарушения строчной синхронизации.

ГЛАВА ОДИННАДЦАТАЯ

ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ

В цифровых электронно-вычислительных и управляющих машинах и других импульсных устройствах находят применение логические элементы и их комбинации.

Логические элементы позволяют получать определенную логическую зависимость между входными и выходными сигналами, т. е. выполняют логические операции. На основе простых логических операций — НЕ, И, ИЛИ, выполняются более сложные логические операции.

Логические элементы работают всегда в режиме переключения (в ключевом режиме). Сигналы на их входе и выходе могут иметь только два значения. Поэтому они кодируются в двоичной системе счисления цифрами 0 и 1. Наличие импульса (высокий потенциал) кодируется единицей, а его отсутствие (низкий потенциал) кодируется нулем.

Логические элементы с небольшой частотой переключений могут быть выполнены в виде электромагнитных реле. Значительно большее быстродействие и большую надежность имеют логические элементы на электронных лампах, транзисторах, полупроводниковых диодах и магнитных элементах. Самые быстродействующие логические элементы—с использованием туннельных диодов и элементов, основанных на явлении сверхпроводимости.

В последние годы создаются стандартные логические элементы, выполняющие определенные логические операции, и универсальные системы логических элементов. Конструктивно они выполняются в виде отдельных небольших блоков, микромодулей или «твердых» схем.

Логические элементы широко применяются в системах автоматического контроля и управления, в цифровых электронно-вычислительных машинах, в устройствах бесконтактной коммутации и в других импульсных устройствах.

46. ЛОГИЧЕСКИЙ ЭЛЕМЕНТ ТИПА НЕ (ИНВЕРТОР)

Логический элемент типа НЕ выполняет операцию логического отрицания высказывания: если одно высказывание верно, то другое неверно. В алгебре логики эта операция обычно обозначается

символом «—» (над буквой). Выражение $A=\bar{B}$ читается: «A есть не B». Следовательно, отрицание нуля равно единице $(\bar{0}=1)$, а отрицание единицы равно нулю $(\bar{1}=0)$.

Сигнал 1 появляется на выходе логического элемента типа НЕ при отсутствии сигнала на его входе (сигнал 0) и наоборот. Элемент изменяет также полярность входного импульса, т. е. импульс

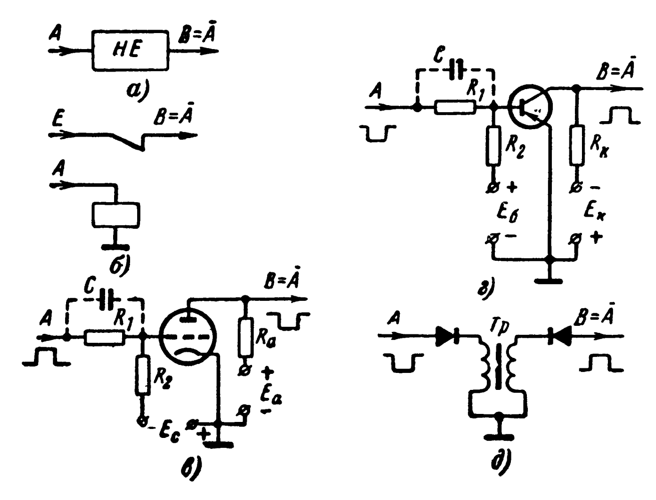


Рис. 106. Логический элемент типа НЕ.

а — схематическое обозначение; *б* — схема с реле; *в* — схема на лампе; *г* — схема на транзисторе; *д* — диодно-трансформаторная схема.

на его выходе имеет полярность, противоположную полярности входного импульса.

На рис. 106 приведены схематическое обозначение логического элемента типа НЕ (рис. 106,*а*) и различные способы его реализации. В схеме на рис. 106,*б* логическую операцию отрицания выполняет нормально замкнутое реле. Напряжение E имеется на выходе схемы $(B=1)$, если на обмотку реле не подан входной сигнал $(A=0)$. При подаче входного сигнала $(A=1)$ реле срабатывает и выход схемы отключается от источника напряжения $(B=0)$.

На рис. 106,*в* показан логический элемент типа НЕ, выполненный на лампе, работающей в ключевом режиме. На сетку лампы подано запирающее смещение $-E_c$, поэтому при отсутствии сигнала на ее входе (сигнал 0) лампа заперта и напряжение на выходе равно напряжению источника E_a (сигнал 1). Если на вход подать положительный импульс (сигнал 1), то лампа отопрется, напряжение на ее аноде уменьшится и на выходе появится отрицательный импульс (сигнал 0).

На рис. 106,*г*, изображен логический элемент типа НЕ на транзисторе *p-n-p* типа, запертом при отсутствии входного сигнала

положительным смещением на базе. При подаче на вход схемы отрицательного отпирающего импульса транзистор отопрется и на выходе появится положительный импульс.

В схемах, изображенных на рис. 106,*в*, *г*, параллельно резисторам R_1 следует включать конденсатор для уменьшения длительности фронтов выходных импульсов.

Логический элемент типа НЕ может быть выполнен по диодно-трансформаторной схеме на импульсном трансформаторе и двух полупроводниковых диодах (рис. 106,*д*). Отрицательный импульс на выходе элемента образуется при подаче на вход импульса напряжения только положительной полярности. Импульсный трансформатор позволяет согласовать сопротивление на выходе элемента со входом следующего. Схема может работать только в импульсном режиме, тогда как для схем на реле, электронных лампах и транзисторах входными и выходными сигналами могут быть не только импульсы, но и постоянные потенциалы.

47. ЛОГИЧЕСКИЙ ЭЛЕМЕНТ ТИПА И (СХЕМА СОВПАДЕНИЯ)

Логический элемент типа И выполняет логическую операцию конъюнкции (логического умножения), которая обычно обозначается символом «$\wedge$». Выражение $C=A\wedge B$ читается: «Высказывание C правильно только тогда, когда правильны высказывания A и B». Схема совпадения имеет несколько входов и один выход. Сигнал

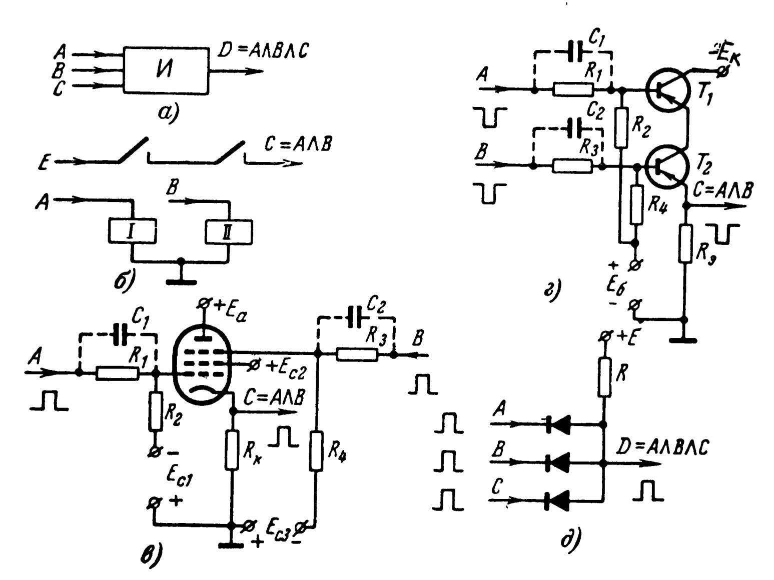


Рис. 107. Логический элемент типа И.

а — схематическое обозначение; *б* — схема с реле; *в* — схема на вакуумном пентоде; *г* — схема на транзисторах; *д* — схема на диодах (диодно-реостатная).

1 на выходе элемента появляется только в том случае, когда поданы сигналы 1 на все входы одновременно. Если хотя бы на одном из входов сигнала нет, то на выходе элемента его тоже не будет.

На рис. 107,*а* приведено схематическое обозначение логического элемента типа И. В схеме, изображенной на рис. 107,*б*, логическую операцию И выполняют два нормально разомкнутых реле контакты которых включены последовательно. Если на входы A и B (обмотки реле) не поданы напряжения, или напряжение подано только на один вход, то напряжение E не попадает на выход ($C=0$). Напряжение E имеется на выходе схемы ($C=1$) только в том случае, когда на оба входа напряжения поданы одновременно ($A=1$ и $B=1$) и якоря обоих реле притянуты.

На рис. 107,*в* приведены схемы логического элемента И, выполненного на вакуумном пентоде, который в исходном состоянии заперт по управляющей и защитной сеткам. Лампа отпирается только при одновременной подаче положительных импульсов на обе сетки, т. е. при совпадении во времени обоих входных сигналов (A и B). В этом случае лампа отпирается и с ее катодной нагрузки $R_к$ снимается положительный импульс на выход C.

На рис. 107,*г* показан логический элемент, собранный на последовательно включенных транзисторах. При отсутствии входных сигналов оба транзистора заперты. Отрицательный импульс на выходе C появляется только в том случае, когда на оба входа (A и B) одновременно подаются отрицательные отпирающие импульсы. Если логический элемент должен иметь большее число входов, то в него должно быть включено последовательно большее число транзисторов. Практически схема может иметь до пяти входов. Конденсаторы C_1 и C_2 в схемах на рис. 107, *в* и *г* улучшают фронты выходных импульсов.

На рис. 107,*д* элемент выполнен на полупроводниковых диодах с общей нагрузкой R. Схему иногда называют диодно-реостатной. Если на все входы (A, B и C) поданы положительные напряжения (сигналы 1), то все диоды заперты и на выходе схемы D имеется полное напряжение источника E (сигнал 1). Если хотя бы на одном из входов положительное напряжение отсутствует (сигнал 0), то через этот диод протекает ток, напряжение падает на сопротивление R и напряжение на выходе D почти равно нулю. Схема может иметь любое число входов.

48. ЛОГИЧЕСКИЙ ЭЛЕМЕНТ ТИПА ИЛИ (СХЕМА ОБЪЕДИНЕНИЯ)

Логический элемент типа ИЛИ выполняет логическую операцию дизъюнкции (логического сложения), которая обычно обозначается символом «$\vee$». Выражение $C=A\vee B$ читается: «Высказывание C правильно тогда, когда правильно высказывание A или B». Схема объединения имеет несколько входов и один выход. Сигнал 1 появляется на выходе элемента, если сигнал 1 подан на один или на несколько его входов.

На рис. 108,*а* приведено схематическое обозначение логического элемента типа ИЛИ. В схеме на рис. 108,*б* логическую операцию ИЛИ выполняют два нормально разомкнутых реле, контакты ко-

торых включены параллельно. Чтобы напряжение E появилось на выходе элемента ($C=1$), достаточно подать напряжение на вход одного из реле (A или B).

На рис. 108,*в* показана схема логического элемента, выполненного на вакуумных триодах, а на рис. 108,*г* — на транзисторах, включенных параллельно на общую катодную (эмиттерную) на-

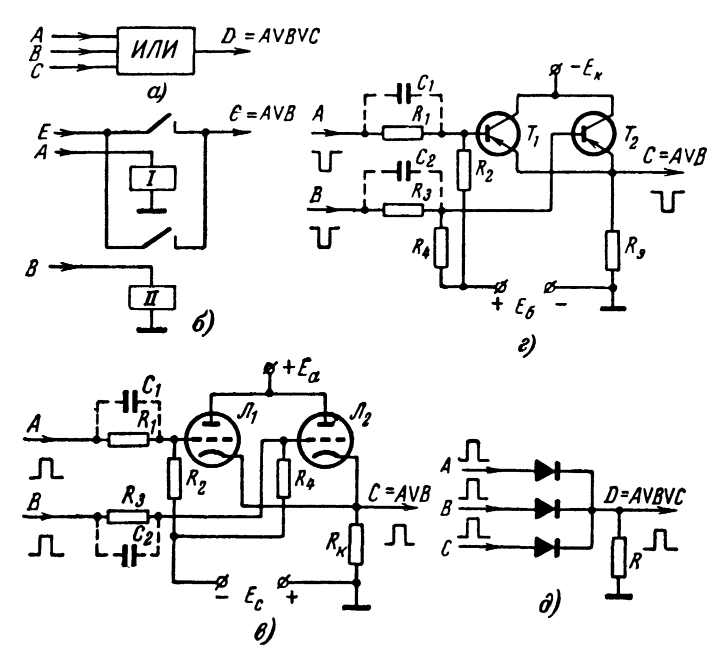


Рис. 108. Логический элемент типа ИЛИ.

а — схематическое обозначение; *б* — схема с реле; *в* — схема на вакуумных триодах; *г* — схема на транзисторах; *д* — диодно-реостатная схема.

грузку и запертых в исходном состоянии. Напряжение на выходе C появляется при подаче сигнала на любой вход схемы (A или B).

На рис. 108,*д* приведена диодно-реостатная схема такого элемента. Напряжение на выходе элемента появляется при подаче положительного входного сигнала на любой его вход.

Следует отметить, что если в некоторых схемах логических элементов изменить режим, то они будут выполнять другую логическую функцию. Так, например, схема, изображенная на рис. 107,*в*, может работать как логический элемент типа ИЛИ для отрицательных входных сигналов. Для этого режим пентода нужно выбрать таким, чтобы в исходном состоянии он был отперт и запирался при подаче отрицательного импульса на любой вход (A или B). Схемы,

изображенные на рис. 108,*в* и *г*, могут работать как логические элементы типа И. Для этого оба триода в исходном режиме должны быть открыты. Тогда импульс на выходе появится только в том случае, когда на оба входа (*A* и *B*) одновременно будут поданы запирающие импульсы.

49. УНИВЕРСАЛЬНЫЕ ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Любую сложную логическую схему можно построить на основе одного универсального (стандартного) логического элемента. В качестве универсальных применяют два типа элементов: И-НЕ и ИЛИ-НЕ.

На рис. 109,*а* приведено схематическое обозначение элемента И-НЕ, а на рис. 109,*б* вариант его принципиальной схемы, выполненной на последовательно включенных транзисторах.

Элемент выполняет логическую операцию $C=\overline{A\wedge B}$. Сигнал на его выходе отсутствует только в том случае, когда на все его вхо-

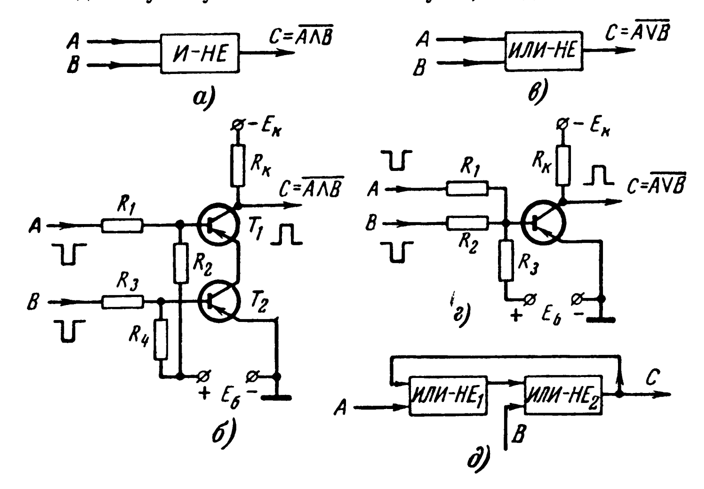


Рис. 109. Универсальные логические элементы.

а — схематическое обозначение элемента И-НЕ; *б* — схема элемента И-НЕ на транзисторах; *в* — схематическое обозначение элемента ИЛИ-НЕ; *г* — схема элемента ИЛИ-НЕ на транзисторе; *д* — схема триггера на логических элементах ИЛИ-НЕ.

ды сигналы поданы одновременно. В остальных случаях на выходе элемента имеется сигнал 1 (здесь сигналом 1 является наличие на выходе отрицательного напряжения — $E_к$).

В схеме на рис. 109,*б* транзисторы в исходном состоянии заперты ($C=1$). При одновременном отпирании обоих транзисторов ($A=1$, $B=1$) выходное напряжение снижается почти до нуля ($C=0$).

На рис. 109,*в* приведено схематическое обозначение другого универсального логического элемента типа ИЛИ-НЕ, который в по-

следнее время чаще всего применяется для построения логических схем. Этот элемент выполняет логическую операцию $C=\overline{A \vee B}$. Эту же логическую операцию иногда называют НИ ... НИ.

На рис. 109,*г* приведен вариант принципиальной схемы логического элемента ИЛИ-НЕ на транзисторе. Схема работает как логический элемент типа НЕ с несколькими входами. При отсутствии сигналов на входах транзистор заперт и на выходе имеется сигнал 1. При подаче хотя бы одного входного сигнала транзистор отпирается и на выходе появляется сигнал 0.

В качестве примера применения универсальных логических элементов на рис. 109,*д* приведена схема триггера, выполненного при помощи двух элементов ИЛИ-НЕ.

В гл. 7 были рассмотрены схемы триггера, применяющегося в импульсных устройствах и в системах автоматики как бесконтактное реле (переключающий элемент). Одновременно триггер выполняет логическую операцию «памяти», так как он может находиться в одном из устойчивых состояний и «помнить» единицу, пока не придет «стирающий» импульс, который перекинет триггер в другое устойчивое состояние. При этом на выходе схема «запомнит» нуль.

Если на выходе схемы (*C*) рис. 109,*д* имеется единица, то по цепи обратной связи она подается на вход элемента ИЛИ-НЕ$_1$ и поэтому сохраняется на выходе *C*. При подаче импульса (единицы) на вход *B* на выходе *C* единица заменится нулем, который по цепи обратной связи подается на вход элемента ИЛИ-НЕ$_1$. Поэтому после того, как импульс на входе *B* исчезнет, на выходе схемы *C* останется нуль. Для новой записи единицы теперь нужно подать импульс уже на вход *A*. Единица остается на выходе и после окончания импульса на входе *A*.

50. МАГНИТНЫЕ ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Магнитные логические элементы, имеющие высокую надежность, простоту и дешевизну, все шире используются в электронных вычислительных машинах и системах промышленной автоматики, заменяя старые средства автоматики (реле, шаговые искатели, электронные лампы).

По принципу действия или используемому свойству магнитного сердечника магнитные логические элементы можно разделить на три группы:

а) гистерезисные (феррит-диодные и феррит-транзисторные элементы), действие которых основано на использовании явления гистерезиса;

б) магнитно-модуляционные (магнитные усилители и трансфлюкторы), у которых в сердечнике имеется не менее двух магнитных полей, одно из которых изменяет состояние сердечника для другого поля;

в) параметрические (параметроны и феррорезонансные элементы), в которых используется нелинейный характер кривой намагничивания сердечника.

Действие феррит-диодных и феррит-транзисторных элементов основано на использовании двух устойчивых состояний ферритовых сердечников с прямоугольной петлей гистерезиса. Принцип

действия их как переключающих элементов рассмотрен в гл. 2 (см. рис. 13,*а*).

Для создания логических элементов применяются кольцевые ферритовые сердечники с несколькими обмотками. Выходные импульсы одного сердечника подаются на вход другого. Связь между сердечниками должна обеспечивать передачу информации только в одном направлении, для чего между сердечниками включают полупроводниковые диоды (феррит-диодные элементы) или транзисторы (феррит-транзисторные элементы). Кроме того, для перемагничивания сердечника входной и тактовый импульсы должны не совпадать во времени. В однотактных логических схемах, когда тактовые импульсы подаются на все сердечники одновременно, между сердечниками включают конденсатор и резистор для задержки входных импульсов.

В настоящее время в системах автоматики и вычислительных машинах применяют серийно выпускаемые промышленностью двух- и трехтактные феррит-диодные логические элементы, выполняющие различные логические функции. В них применяют двух- или трехтактную подачу тактовых импульсов.

Иногда логические схемы собирают на феррит-диодных элементах с постоянным подмагничиванием, которые имеют вместо тактовой обмотки обмотку подмагничивания. Постоянный ток, проходящий через эту обмотку, удерживает сердечник в области отрицательного насыщения ($-B_m$). После окончания входного импульса, который переводит сердечник в область положительного насыщения ($+B_m$), сердечник снова возвращается в исходное состояние.

На рис. 110,*а* приведена схема феррит-диодного элемента с четырьмя обмотками на сердечнике. Обмотки *А* и *В* служат входными, обмотка *С* — выходной и обмотка *Т* — тактовой. При включении обмоток *А* и *В* в одном направлении схема может выполнять функции логического элемента ИЛИ. Для этого импульсы тока, подаваемые в обмотки *А* и *В*, должны быть такой величины, чтобы каждый из них мог перемагнитить сердечник. Если на один или оба входа поданы сигналы 1, то с приходом тактового импульса появится сигнал 1 на выходной обмотке *С*. Если же импульсы на обоих входах отсутствуют (сигналы 0), то с приходом тактового импульса на выходе также будет 0.

При встречном включении входных обмоток схема на рис. 110,*а* может выполнять логическую функцию «запрет». В этом случае одна входная обмотка, например *А*, служит управляющей, а вторая (*В*) — запрещающей. При подаче сигнала 1 на запрещающую обмотку *В* сердечник остается в состоянии 0, если на вход *А* подан сигнал 1. Сердечник может переключиться в состояние 1 только если имеется сигнал 1 на входе *А* и нет запрещающего сигнала на входе *В*.

Схема, выполняющая логическую функцию И, может быть выполнена на том же сердечнике с четырьмя обмотками. Для этого число витков входных обмоток и амплитуда входных импульсов тока должны быть подобраны так, чтобы каждый импульс в отдельности не мог перемагнитить сердечник, а перемагничивание происходило бы только при одновременном действии входных импульсов. Но в этом случае требуется высокая стабильность амплитуд

входных импульсов. Поэтому феррит-диодные элементы для выполнения логических функций И, НЕ, а также более сложных логических функций часто имеют несколько сердечников.

Феррит-диодные элементы просты и надежны, но их недостаток заключается в низком коэффициенте усиления, что заставляет применять усилители в сложных логических схемах и бороться

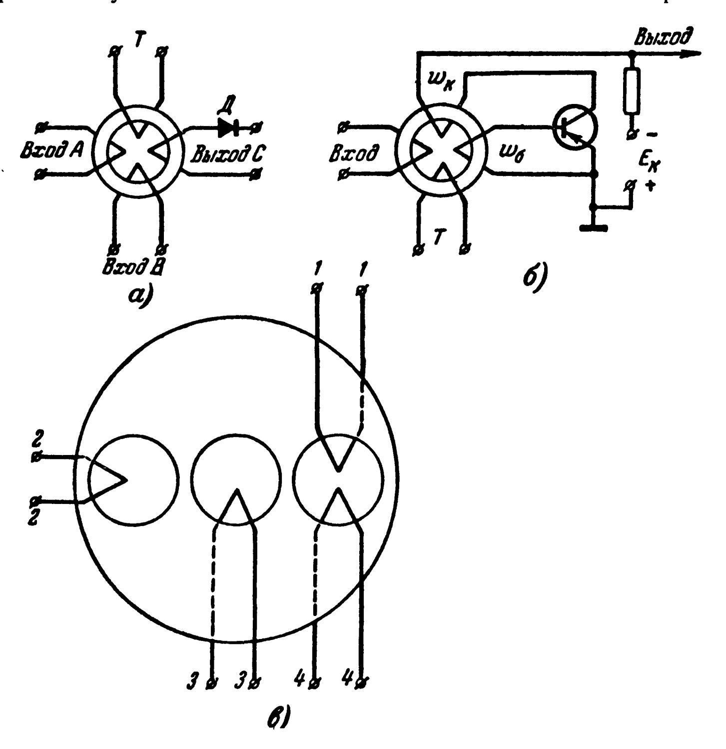


Рис. 110. Магнитные логические элементы.

а — феррит-диодный элемент с четырьмя обмотками; *б* — феррит-транзисторный элемент; *в* — трансфлюктор (*1-1* — сетевая обмотка; *2-2* — входная обмотка; *3-3* — стирающая обмотка; *4-4* — выходная обмотка).

с сигналами помех, появляющимися в выходной обмотке при считывании нуля. Этих недостатков не имеют феррит-транзисторные элементы (рис. 110,*б*), в которых транзистор и сердечник образуют схему блокинг-генератора, но без конденсатора в базовой или эмиттерной цепях.

Если в исходном состоянии сердечник намагничен до $-B_r$, что соответствует состоянию 0, то входной сигнал, поданный на входную обмотку, перемагничивает сердечник до $+B_r$ в состояние 1. При этом в базовой и коллекторной обмотках возникает э. д. с.

такого знака, что транзистор остается запертым и на выходе сигнала нет. При подаче в обмотку *T* тактового импульса в базовой обмотке индуктируется э. д. с., отрицательная относительно базы и поэтому отпирающая транзистор. Возникает лавинообразный процесс опрокидывания схемы из-за положительной обратной связи между коллекторной и базовой обмотками. Процесс опрокидывания продолжается до тех пор, пока сердечник не перемагнитится в состояние 0. При этом сердечник насыщается, э. д. с. в базовой обмотке не индуктируется и транзистор запирается. Длительность формируемого импульса, снимаемого с резистора в коллекторной цепи, определяется временем перемагничивания сердечника и длительностью переходных процессов в транзисторе.

При построении логических схем феррит-транзисторные элементы могут соединяться последовательно. В этом случае вместо резистора в коллекторную цепь включают входную обмотку следующего элемента.

Феррит-транзисторные элементы имеют большее быстродействие, чем феррит-диодные (могут работать на частотах до сотен килогерц), а также большой коэффициент усиления и большое отношение сигнал/помеха.

В схемах промышленной автоматики часто применяют логические элементы на основе магнитных усилителей, устойчивость которых мало зависит от стабильности источников питания. Эти элементы — обычно универсальны, так как один и тот же элемент может выполнять все основные логические операции.

Надежный, простой, дешевый и малогабаритный логический элемент представляет собой трансфлюктор — многодырочный ферритовый сердечник, работающий на принципе переключения магнитных потоков (рис. 110,*в*). Основное достоинство трансфлюкторов заключается в том, что они соединяются между собой только проводами без диодов и транзисторов. Второе достоинство состоит в том, что трансфлюктор позволяет считывать записанную в нем информацию без ее разрушения, тогда как только при перемагничивании обычного магнитного элемента в состояние 0 можно установить, какая информация была в нем записана. Третье достоинство трансфлюктора в том, что информация в нем не теряется при пропадании питания. Трансфлюкторы могут работать на частотах до 250 *кгц*.

В последние годы в вычислительных устройствах и системах автоматического управления начали применяться надежные, простые и дешевые параметрические логические элементы с большим быстродействием. Параметрон представляет собой колебательный контур, в котором путем периодического изменения индуктивности (или емкости) по нелинейному закону возникает параметрическое возбуждение, усиливающее амплитуду колебаний. При параметрическом возбуждении возникают колебания с фазами, сдвинутыми на 180° (π).

При изменении фазы первоначальных сверхвысокочастотных колебаний небольшой амплитуды происходит изменение фазы конечных колебаний большой амплитуды. Колебания с нулевой фазой принимаются в логических элементах за сигнал 0, а колебания с фазой π — за сигнал 1. На такую информацию меньше влияют помехи, выражающиеся обычно в изменении амплитуды.

51. ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ НА ТУННЕЛЬНЫХ ДИОДАХ И ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ, ОСНОВАННЫЕ НА ЯВЛЕНИИ СВЕРХПРОВОДИМОСТИ

В гл. 2 был рассмотрен принцип работы туннельного диода в режиме переключения.

На туннельных диодах могут быть выполнены логические элементы с очень большим быстродействием, время переключения которых из состояния 0 в состояние 1 или обратно не превышает одной наносекунды.

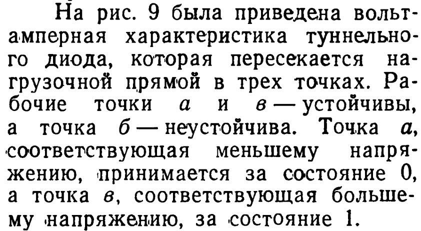


Рис. 111. Логический элемент на туннельном диоде.

На рис. 9 была приведена вольт-амперная характеристика туннельного диода, которая пересекается нагрузочной прямой в трех точках. Рабочие точки *а* и *в* — устойчивы, а точка *б* — неустойчива. Точка *а*, соответствующая меньшему напряжению, принимается за состояние 0, а точка *в*, соответствующая большему напряжению, за состояние 1.

На рис. 111 приведена принципиальная схема логического элемента на одном туннельном диоде, имеющая три входа и один выход. Элемент может выполнять различные логические функции. Для того чтобы он выполнял функцию ИЛИ, величина импульса тока (сигнал 1) на любом из входов схемы (*A* или *B*, или *C*) должна быть больше величины $\Delta I = I_{\text{макс}} - I_{\text{а}}$ Тогда схема скачком переходит из рабочей точки *а* в рабочую точку *в*, и на выходе *D* появится более высокое напряжение (сигнал 1). Для того чтобы схема выполняла функцию И, величина каждого из импульсов тока на входах схемы должна быть меньше величины ΔI. Тогда схема может перейти в состояние 1 только при одновременной подаче импульсов на все три входа. Работа схемы как логического элемента типа И недостаточно стабильна.

Логические элементы могут быть выполнены также на двух последовательно включенных туннельных диодах, образующих так называемую «сдвоенную цепь».

Большие перспективы имеет использование логических элементов, основанных на явлении сверхпроводимости. В них за состояние 0 принимается состояние нормальной проводимости, а за 1 — состояние сверхпроводимости. Элементы переводятся из одного состояния в другое магнитным полем, создаваемым импульсами тока.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ицхоки Я. С., Импульсные устройства, «Советское радио», 1959.

2. Кривицкий Б. Х., Элементы и устройства импульсной техники. «Советское радио», 1961.

3. Гольденберг Л. М., Основы импульсной техники. Связьиздат, 1963.
4. Меерович Л. А., Зеличенко Л. Г., Импульсная техника. «Советское радио», 1953.
5. Миллман Я. и Тауб Г., Импульсные и цифровые устройства. Перевод с англ. Госэнергоиздат, 1960.
6. Фролкин В. Г., Импульсная техника. «Советское радио», 1960.
7. Соболевский А. Г., Импульсная техника. Госэнергоиздат, 1958.
8. Самойлов В. Ф., Маковеев В. Г., Импульсная техника. Издательство «Связь», 1964.
9. Шац С. Я., Транзисторы в импульсной технике. Судпромгиз, 1963.
10. Штагер В. В., Полупроводниковые приборы в импульсных и коммутационных схемах. Госэнергоиздат, 1963.
11. Герасимов С. М. и др. Основы теории и расчета транзисторных схем. «Советское радио», 1963.
12. Степаненко И. П., Основы теории транзисторов и транзисторных схем. Госэнергоиздат, 1963.
13. Базь Г. А. и др. Расчет импульсных схем, Воениздат, 1962.
14. Васильева В. П. и др. Расчет элементов импульсных радиотехнических устройств. Госэнергоиздат, 1963.
15. Финкельштейн М. И., Искусственные линии. Воениздат, 1961.
16. Лурье О. Б., Усилители видеочастоты. «Советское радио», 1961.
17. Якубайтис Э. А., Основы технической кибернетики. Издательство АН Латвийской ССР, 1962.
18. Лейтес Л. С., Техника телевизионного вещания. Связьиздат, 1963.
19. Мельцер В. Г., Лампы с вторичной эмиссией и их применение. Издательство «Энергия», 1964.
20. Ложников А. П., Харченко А. М., Импульсные устройства на трохотронах. Издательство «Энергия», 1963.

СОДЕРЖАНИЕ

Хесин Аркадий Яковлевич

Импульсная техника.

М.—Л., издательство „Энергия", 1965. 168 стр. с илл. (Массовая радиобиблиотека. Вып. 575).

Сводный тематический план по радиоэлектронике 1965 г., № 185.

Редактор *Ю. И. Грибанов* Техн. редактор *В. Н. Малькова*

Обложка художника *А. М. Кувшинникова*

Сдано в набор 19/I 1965 г. Подписано к печати 4/III 1965 г.

Бумага 84×108 1/32. Печ. л. 8,61 Уч.-изд. л. 11,3

Т-03522 Тираж 65 000 экз. Цена 45 коп. Заказ 50

Московская типография № 10 Главполиграфпрома
Государственного комитета Совета Министров СССР по печати.
Шлюзовая наб., 10.

Цена 45 коп.